



**VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ**

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

**ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY**

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

**NÁVRH OBVODŮ PRO ZPRACOVÁNÍ BIOMEDICÍNSKÝCH  
SIGNÁLŮ V TECHNOLOGII CMOS**

DESIGN OF CIRCUITS SUITABLE FOR BIOMEDICAL SIGNAL PROCESSING IN CMOS TECHNOLOGY

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

MASTER'S THESIS

**AUTOR PRÁCE**

AUTHOR

**Bc. Pavol Korec**

**VEDOUCÍ PRÁCE**

SUPERVISOR

**Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D.**

**BRNO 2017**

# Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Mikroelektronika**

Ústav mikroelektroniky

**Student:** Bc. Pavol Korec

**ID:** 158166

**Ročník:** 2

**Akademický rok:** 2016/17

## NÁZEV TÉMATU:

**Návrh obvodů pro zpracování biomedicínských signálů v technologii CMOS**

## POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte různé obvodové struktury vhodné pro zpracování biomedicínských signálů. Zaměřte se na možnosti realizace přístrojových zesilovačů a jednocestných nebo dvoucestných usměrňovačů. Tyto obvody navrhnete na tranzistorové úrovni v technologii ONSemi I3T25. Uvažujte rozptyl výrobního procesu. Ověřte správnou činnost a dosažené parametry v OrCAD nebo Cadence.

## DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce

**Termín zadání:** 6.2.2017

**Termín odevzdání:** 25.5.2017

**Vedoucí práce:** Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D.

**Konzultant:**

**doc. Ing. Lukáš Fujcik, Ph.D.**  
*předseda oborové rady*

## UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **Abstrakt**

Táto diplomová práca sa zaoberá návrhom obvodov jednocestných a dvojcestných usmerňovačov a prístrojového zosilňovaču v technológii CMOS, použiteľných pre spracovanie biomedicínskych signálov. Obsahuje rozbor možných obvodových riešení a popisuje ich vlastnosti. Vhodné zapojenia sú navrhnuté v technológii I3T25 a ich funkcia je overená pomocou simulácií. Navrhnuté obvody sú použité pre vytvorenie zapojenia prevádzajúceho vstupné diferenčné napätie na výstupný usmernený prúd.

## **Kľúčové slová**

jednocestný a dvojcestný usmerňovač, prístrojový zosilňovač, diferenčne diferenčný zosilňovač, spracovanie biomedicínskych signálov, technológia CMOS.

## **Abstract**

This master's thesis deals with half-wave and full-wave rectifiers and instrumentation amplifier design in CMOS technology, suitable for biomedical signal processing. Properties of optional solutions are analyzed and appropriate circuits are designed. Their functionality is verified with simulation. Designed circuits are then used to form a circuit converting differential input voltage into rectified output current.

## **Keywords**

half-wave and full-wave rectifier, instrumentation amplifier, differential difference amplifier, biomedical signal processing, CMOS technology.

KOREC, P. *Návrh obvodů pro zpracování biomedicínských signálů v technologii CMOS*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav mikroelektroniky, 2017. 44 s., 6 s. příloh. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Vilém Kledrowetz, Ph.D.

## Prehlásenie

Prehlasujem, že svoju diplomovú prácu na tému Návrh obvodov pre spracovanie biomedicínskych signálov v technológii CMOS som vypracoval samostatne pod vedením vedúceho diplomovej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej diplomovej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto diplomovej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, predovšetkým som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích osobnostných a/alebo majetkových autorských práv a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovení § 11 a nasledujúcich ustanovení zákona č. 121/2000 Sb., o práve autorskom, o právach súvisiacich s právom autorským a o zmene niektorých zákonov (autorský zákon), v znení neskorších predpisov, vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z druhej časti ustanovení, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníku č. 40/2009 Sb.

V Brne dňa 25. Mája 2017

.....

podpis autora

## PodĎakovanie

Ďakujem vedúcemu diplomovej práce Ing. Vilémovi Kledrowetzovi, Ph.D. za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní mojej diplomovej práce

V Brne dňa 25. Mája 2017

.....

podpis autora

Experimentální část této diplomové práce byla podpořena výzkumnou infrastrukturou  
vybudovanou v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0072

**Centrum senzorických, informačních a komunikačních systémů (SIX)**  
operačního programu Výzkum a vývoj pro inovace.

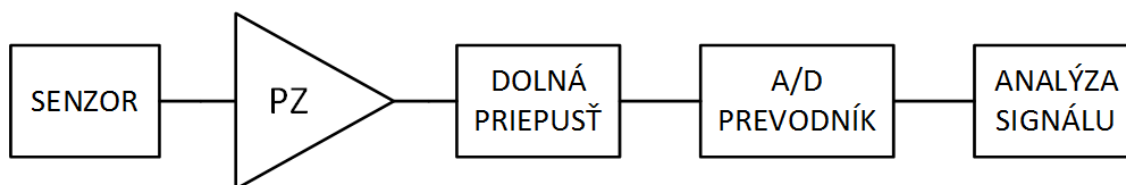
# Obsah

<b>Úvod</b>	<b>8</b>
<b>1 Usmerňovače</b>	<b>10</b>
1.1 Jednocestný usmerňovač.....	10
1.2 Dvojcestný usmerňovač.....	11
1.3 Skutočné vlastnosti jednoduchých usmerňovačov .....	13
<b>2 Vstupný diferenčný zosilňovač</b>	<b>14</b>
2.1 Prístrojový zosilňovač.....	14
2.1.1 Prístrojový zosilňovač vytvorený z troch operačných zosilňovačov..	14
2.2 Diferenčne diferenčný zosilňovač .....	15
2.3 Diferenciálny kvartet .....	18
2.4 Porovnanie vstupných zosilňovačov .....	20
<b>3 Návrh obvodov signálových usmerňovačov a prístrojového zosilňovaču</b>	<b>21</b>
3.1 Návrh signálových usmerňovačov .....	21
3.1.1 Dvojcestný diferenčne riadený usmerňovač .....	22
3.1.2 Jednocestný usmerňovač s vysokou presnosťou a výstupom v dvoch fázach .....	24
3.1.3 Dvojcestný usmerňovač s vysokou presnosťou.....	26
3.2 Návrh prístrojového zosilňovaču .....	29
3.2.1 Diferenčne diferenčný zosilňovač .....	29
3.2.2 Zníženie napájacieho napätia diferenčne diferenčného zosilňovaču ..	34
<b>4 Návrh obvodu vstupného zosilňovaču s usmerným výstupom</b>	<b>37</b>
<b>Záver</b>	<b>40</b>
<b>Použitá literatúra</b>	<b>41</b>
<b>Zoznam obrázkov</b>	<b>42</b>
<b>Zoznam tabuliek</b>	<b>43</b>
<b>Zoznam príloh</b>	<b>44</b>

# Úvod

Oblasť spracovania biomedicínskych signálov sa zaoberá meraním a spracovaním signálov živých organizmov, obsahujúcich dôležité informácie o stave biologických a fyziologických štruktúr. Tieto signály sa vyznačujú množstvom nezvyčajných vlastností, pre ktoré si ich analýza vyžaduje špecifický prístup. Podstatné sú poznatky o ich pôvode a povahe. Z dôvodu častého pôsobenia rušivých vplyvov zároveň nie je možné zo signálov získať potrebné informácie bez ich predchádzajúcej úpravy. Ich správne vyhodnotenie preto nadobúda významnú úlohu v oblasti biomedicínskej diagnostiky [1].

Keďže väčšina biomedicínskych signálov je veľmi slabých, prvým krokom ich spracovania je ich zosilnenie. K tomu slúži prístrojový zosilňovač (PZ). Použitie prístrojového zosilňovača je odôvodnené možnosťou zosilňovať diferenčné signály s presne stanovenou hodnotou zosilnenia pri zavedenej spätnej väzbe. Tento zosilňovač sa taktiež vyznačuje vlastnosťou zosilňovať signály na úrovni milióntin voltov a súčasne potláčať súhlasné napätie v jednotkách voltov. Príklad jeho použitia vo vstupnom reťazci obvodov pre spracovanie biomedicínskych signálov je zobrazený na Obrázku 1.



Obrázok 1 Bloková schéma vstupného reťazcu obvodov pre spracovanie biomedicínskych signálov [3].

Signál je odmeraný senzorom a zosilnený prístrojovým zosilňovačom, pre potlačenie šumu prechádza frekvenčným filtrom typu dolná priepusť a po prevedení na digitálny je analyzovaný [2][3].

Prístrojový zosilňovač je použitý pre spracovanie výstupných signálov senzoru aj v obvode, ktorého funkcia je založená na princípe zvanom Charge-Push Through a ktorý má docieľiť efektívne využitie energie dodanej zdrojom (Obrázok 2). Skladá sa zo sensorovej časti, zosilňovača diferenčného signálu a výstupných obvodov pre spracovanie signálu. Na výstupe senzoru môže vzniknúť napätie oboch polarít, ktoré je pomocou prístrojového zosilňovača zosilnené a prevedené na prúd  $I_I$ . Tento prúd je následne usmernený a privedený na integračný kondenzátor [4].



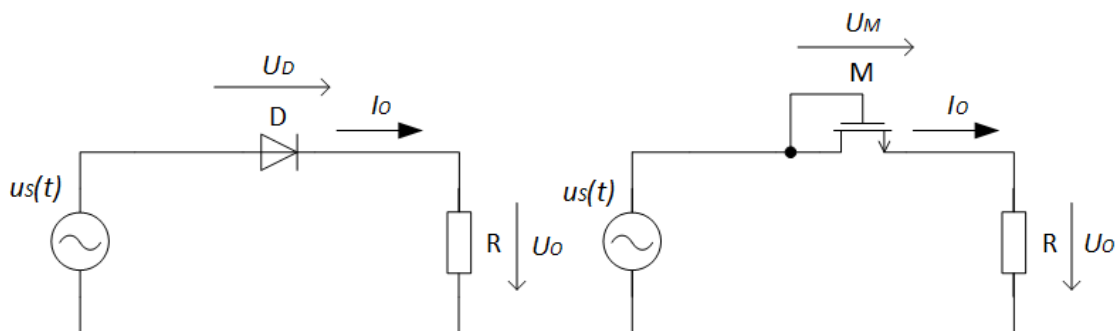


# 1 Usmerňovače

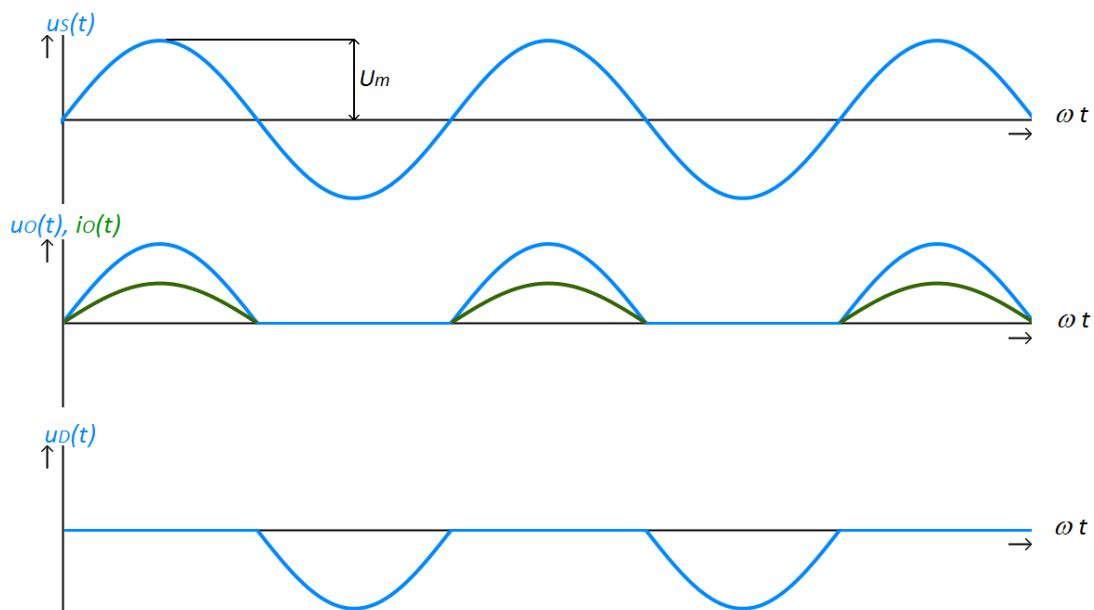
Existuje niekoľko delení usmerňovačov – napríklad podľa počtu fáz spracovávaného signálu, podľa riaditeľnosti, podľa kmitočtu vstupného signálu a podobne. Keďže v obvode, ktorého návrhom sa zaoberá táto práca, majú byť usmerňovače použité k spracovaniu jednofázových signálov na nízkych kmitočtoch, bez požiadaviek na ich riadenie, budú ďalej rozdeľované len na jednocestné a dvojcestné, v závislosti od toho či dochádza k usmerneniu iba jednej alebo oboch polarít signálu. Ich rozdelenie na jednocestné a dvojcestné je zároveň podstatné z dôvodu určenia minimálnej požadovanej hodnoty transkonduktancie prístrojového zosilňovaču, ktorého výstupný signál nimi má byť usmerný, tak ako je napísané v úvode. Pri opise základných štruktúr usmerňovačov v nasledujúcich kapitolách, sú považované parametre súčiastok za ideálne. Hodnota úbytku napätia na priepustne polarizovanom PN prechode, spolu s hodnotou prahového napätia MOS tranzistoru, je považovaná za nulovú.

## 1.1 Jednocestný usmerňovač

Najjednoduchšie zapojenie jednocestného usmerňovaču je zobrazené na Obrázku 3 (vľavo). Ak je na vstup obvodu privedené napätie  $u_s(t)$  kladnej polarity, dióda D je priepustne polarizovaná a do záťaže R tečie prúd. Napätie na dióde je nulové a celé vstupné napätie je na odporovej záťaži. V prípade vzniku záporného vstupného napätia je dióda záverne polarizovaná a obvodom netečie prúd. Celé vstupné napätie je preto na dióde a napätie na odporovej záťaži je nulové. Časové priebehy napätí a prúdov sú zobrazené na Obrázku 4. Obvod s rovnakou funkciou je možné realizovať pomocou MOS tranzistoru v diódovej konfigurácii (Obrázok 3 (vpravo)) [5].



Obrázok 3 Jednocestný diódový usmerňovač (vľavo) a tranzistorový usmerňovač (vpravo) [5].



Obrázok 4 Časové priebehy napätí a prúdov jednocestného diódového usmerňovaču [5].

Časové priebehy výstupného napätia  $u_o(t)$  a napätia na dióde D  $u_D(t)$  diódového usmerňovaču sú vyjadrené vzťahmi [5]:

$$u_o(t) = \begin{cases} u_s(t) = U_m \cdot \sin \omega t, & \text{ak } 0 \leq \omega t \leq \pi, \\ 0, & \text{ak } \pi \leq \omega t \leq 2\pi, \end{cases} \quad (1.1)$$

$$u_D(t) = \begin{cases} 0, & \text{ak } 0 \leq \omega t \leq \pi, \\ u_s(t) = U_m \cdot \sin \omega t, & \text{ak } \pi \leq \omega t \leq 2\pi, \end{cases} \quad (1.2)$$

kde  $U_m$  značí amplitúdu napätia,  $\omega$  uhlový kmitočet a  $t$  čas. Strednú a efektívnu hodnotu výstupného napätia  $U_O$  a  $U_{ef}$  je možné určiť podľa vzťahov [5]:

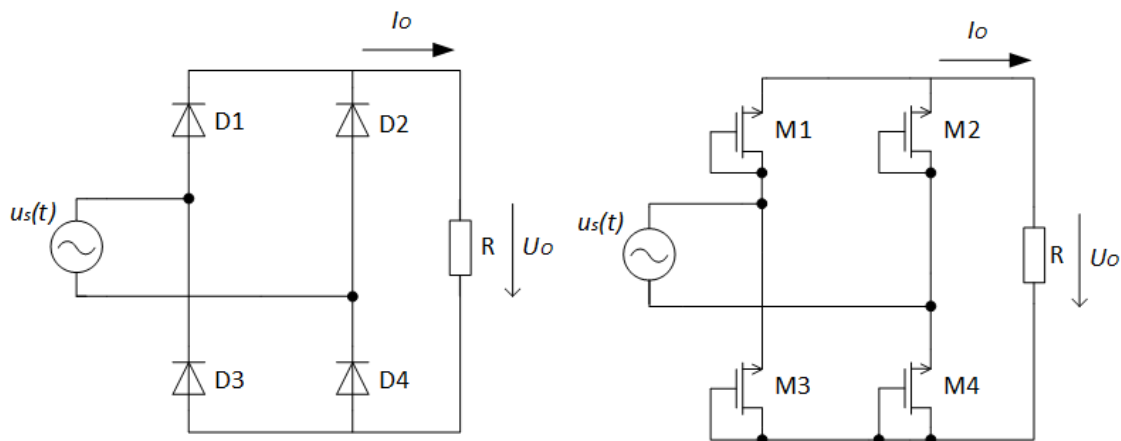
$$U_O = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi U_m \cdot \sin \omega t d(\omega t) = \frac{U_m}{\pi}, \quad (1.3)$$

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (U_m \cdot \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{U_m}{2}. \quad (1.4)$$

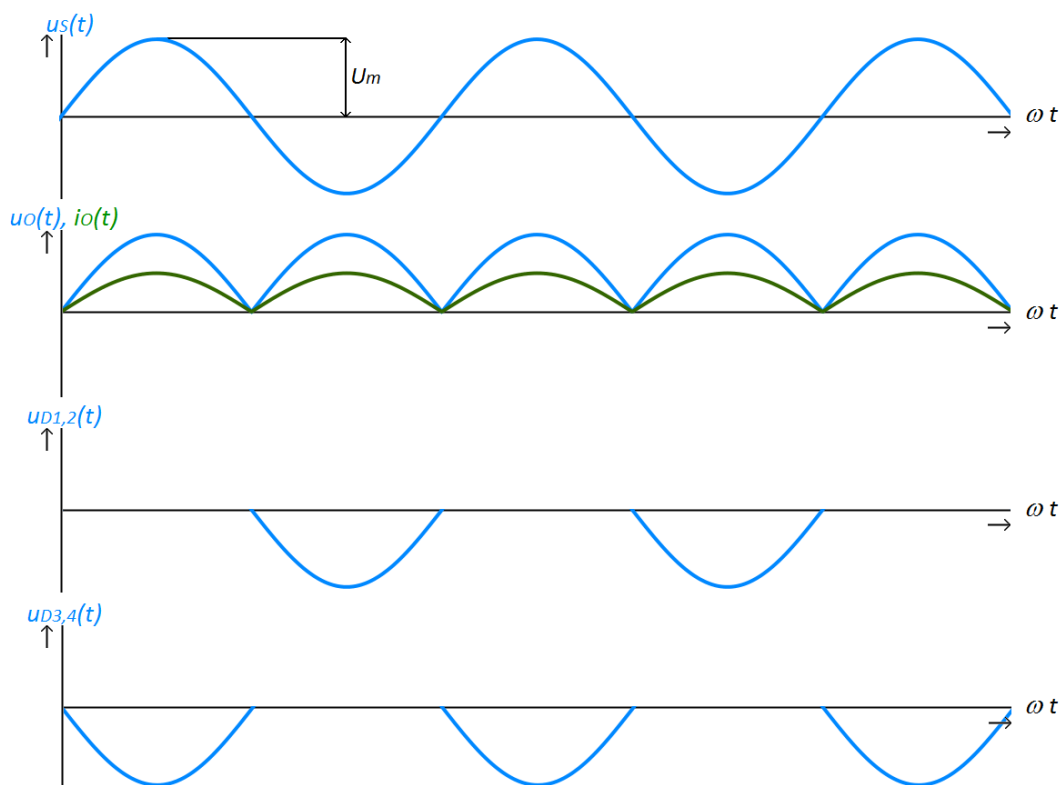
## 1.2 Dvojcestný usmerňovač

Zapojenie dvojcestného usmerňovaču, nazývané aj ako mostíkové (Obrázok 5 (vľavo)), sa skladá zo štyroch diód. Usmernenie je dvojcestné, to znamená že k nemu dochádza pri oboch polaritách vstupného napätia, vždy pomocou dvojice diód. Časové priebehy veličín tohto obvodu sú na Obrázku 6. Počas pôsobenia kladného vstupného signálu

$u_s(t)$  sú diódy D1 a D2 priepustne polarizované a tečie nimi prúd, diódy D3 a D4 sú polarizované záverne. Výstupné napätie sa rovná vstupnému. Počas negatívnej polovice cyklu vstupného napätia sú diódy D3 a D4 priepustne polarizované, D1 a D2 záverne a hodnota výstupného napätia je rovná  $-u_s(t)$ . Zapojenie je rovnako ako pri jednocestnom usmerňovači možné realizovať pomocou tranzistorov (Obrázok 5 (vpravo)) [5].



Obrázok 5 Dvojcestný diódový usmerňovač (vľavo) a tranzistorový usmerňovač (vpravo) [5].



Obrázok 6 Časové priebehy dvojcestného diódového usmerňovaču [5].

Napätia na záťaži a diódach sú určené nasledujúcimi vzťahmi [5]:

$$u_O(t) = \begin{cases} u_S(t) = U_m \cdot \sin \omega t, & \text{ak } 0 \leq \omega t \leq \pi, \\ -u_S(t) = -U_m \cdot \sin \omega t, & \text{ak } \pi \leq \omega t \leq 2\pi, \end{cases} \quad (1.5)$$

$$u_{D1,2}(t) = \begin{cases} 0, & \text{ak } 0 \leq \omega t \leq \pi, \\ u_S(t) = U_m \cdot \sin \omega t, & \text{ak } \pi \leq \omega t \leq 2\pi, \end{cases} \quad (1.6)$$

$$u_{D3,4}(t) = \begin{cases} -u_S(t) = -U_m \cdot \sin \omega t, & \text{ak } 0 \leq \omega t \leq \pi, \\ 0, & \text{ak } \pi \leq \omega t \leq 2\pi. \end{cases} \quad (1.7)$$

Stredná a efektívna hodnota výstupného napätia  $U_O$  a  $U_{ef}$  sú určené ako [5]:

$$U_O = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi U_m \cdot \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2U_m}{\pi}, \quad (1.8)$$

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^\pi (U_m \cdot \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{U_m}{\sqrt{2}}. \quad (1.9)$$

### 1.3 Skutočné vlastnosti jednoduchých usmerňovačov

Pri analýze usmerňovačov využívajúcich skutočné parametre súčiastok, treba brať do úvahy nenulovú hodnotu ich prahového napätia. Pri bežných kremíkových diódach je hodnota prahového napätia PN prechodu približne 0,7 V, pri MOSFET tranzistoroch závisí hodnota prahového napätia od konkrétnej technológie, pričom pri použití technológie I3T25 je táto hodnota 0,6 V, rovnako pre NMOS aj PMOS. Výsledkom je, že usmerňovače spomínané v kapitolách 1.1 a 1.2 môžu byť použité iba v tých aplikáciách, v ktorých tento úbytok neprekáža funkcii zapojenia, ako sú usmerňovače vysokého napájacieho napätia alebo rádio-frekvenčné demodulátory. V prípade potreby usmernenia s vysokou presnosťou, alebo v obvodoch s nízkym napájacím napätím, nie je možné spomínané usmerňovače použiť. Preto budú v ďalších kapitolách navrhnuté usmerňovače ktoré týmto nedostatkom netrpia.

## 2 Vstupný diferenčný zosilňovač

Funkciou diferenčného zosilňovaču je zosilnenie rozdielu signálov privedených na diferenčné vstupy zosilňovaču. Dôležitým parametrom je veľmi vysoká hodnota vstupnej impedancie, čo najmenšia hodnota vstupného prúdu a tiež vlastnosť potláčať vstupné súhlasné napätie. V nasledujúcich kapitolách sú uvedené diferenčné zosilňovače s presne nastaviteľnou hodnotou diferenčného zosilnenia, ktoré sú vhodné pre spracovanie signálov z mostíkového zapojenia.

### 2.1 Prístrojový zosilňovač

Prístrojový zosilňovač (instrumentation amplifier – INA) je analógový zosilňovač pracujúci s uzavretou vnútornou spätnou väzbou. Obvod má dva diferenčné vstupy a jeden signálový výstup, vzťahujúci sa k referenčnému výstupu. Vstupné impedancie oboch diferenčných vstupov väčšinou dosahujú hodnôt  $10^9$  alebo viac ohmov. Vstupné prúdy obvykle dosahujú hodnôt 1 až 50 nA. Podobne ako u operačných zosilňovačov je hodnota výstupnej impedancie veľmi nízka, pohybujúca sa v hodnotách tisícín ohmov pri nízkych kmitočtoch.

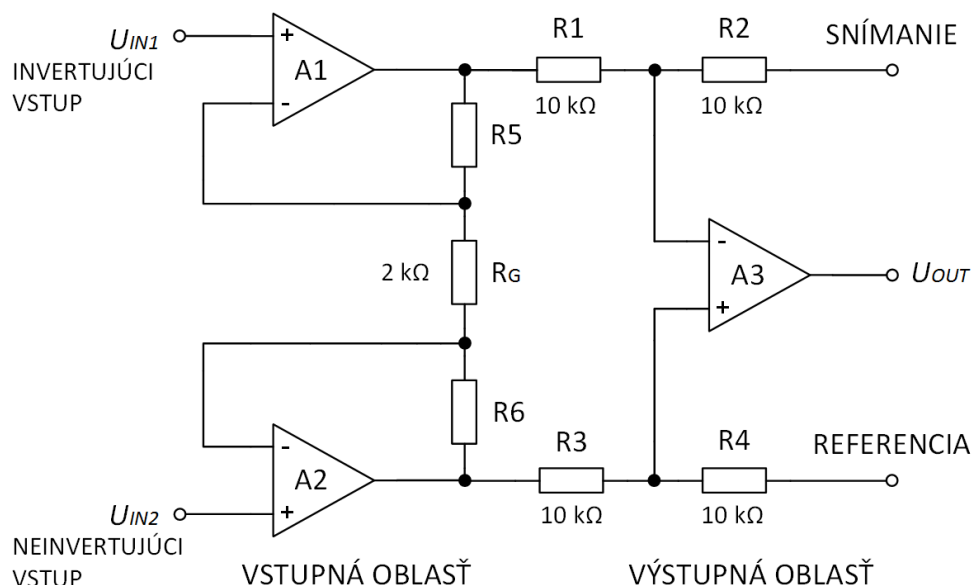
Na rozdiel od operačných zosilňovačov pracujúcich s uzavretou spätnou väzbou, ktorých hodnota zisku je nastavená hodnotami vonkajších odporových záťaží, využíva prístrojový zosilňovač vlastnú vnútornú sieť odporov pre uzavretie spätnej väzby, oddelenú od vstupov obvodu. Hodnota diferenčného zosilnenia je preto buď prednastavená vnútorným odporom, alebo ju možno nastaviť vonkajším pripojiteľným odporom, taktiež odizolovaným od vstupu zosilňovača.

Prístrojový zosilňovač zosilňuje hodnotu rozdielu dvoch signálov privedených na diferenčné vstupy, pričom potláča ich súhlasnú zložku. Svoje uplatnenie preto nachádza pri spracovaní slabých signálov [6].

#### 2.1.1 Prístrojový zosilňovač vytvorený z troch operačných zosilňovačov

Štruktúra prístrojového zosilňovaču vytvorená z troch operačných zosilňovačov, zobrazená na Obrázku 7, je najčastejšie používaná štruktúra. Operačné zosilňovače A1 a A2 plnia funkciu napäťových sledovačov, celé vstupné diferenčné napätie je tak prenesené na odpor  $R_G$ , ktorého hodnota nastavuje hodnotu diferenčného zosilnenia. V prípade že pre odpory  $R1$  až  $R6$  platí:  $R1 = R3$ ,  $R2 = R4$  a  $R5 = R6$ , je hodnota výstupného napätia určená vzťahom [6]:

$$U_{OUT} = (U_{IN2} - U_{IN1}) \cdot \left(1 + \frac{2 \cdot R5}{R_G}\right) \cdot \left(\frac{R2}{R1}\right). \quad (2.1)$$



Obrázok 7 Prístrojový zosilňovač vytvorený z troch operačných zosilňovačov [6].

Ak je na vstup zosilňovača privedený diferenčný signál, odporom  $R_G$  tečie prúd, rovný hodnote pomeru vstupného napätia  $U_{IN}$  a odporu  $R_G$ . Zosilňovače A1 a A2 vtedy zosilňujú vstupný signál. Ak je však na vstup zosilňovača privedené súhlasné napätie, hodnoty potenciálu na oboch stranách odporu  $R_G$  sú rovnaké a netečie ním, ale ani odporom  $R5$  a  $R6$ , prúd. Zosilňovače A1 a A2 tak plnia funkciu napäťových sledovačov a prenášajú na svoj výstup hodnotu súhlasnej zložky vstupného diferenčného signálu. V prípade zanedbania veľkosti vstupnej napäťovej nesymetrie je teoreticky možné nastaviť hodnotu zisku prvého stupňa akokoľvek vysoko, bez toho aby došlo ku zvýšeniu zosilnenia súhlasného signálu. Vďaka symetrickej štruktúre zapojenia, dochádza k potlačeniu súhlasnej zložky vstupného signálu taktiež v druhom stupni, kde dochádza k odčítaniu výstupných signálov prvého stupňa.

Vytvoriť zapojenie prístrojového zosilňovaču je možné aj s menším počtom operačných zosilňovačov ako sú tri, niektoré vlastnosti, akou je napríklad potlačenie súhlasnej zložky vstupného signálu, sú však horšie [6].

## 2.2 Diferenčne diferenčný zosilňovač

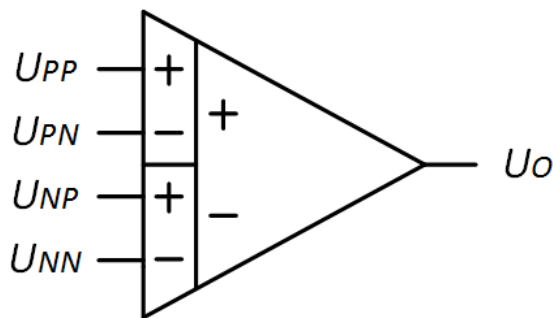
Diferenčne diferenčný zosilňovač (Differential difference amplifier – DDA), ktorého schematická značka je zobrazená na Obrázku 8, je analógový zosilňovač so štyrmi vstupmi a jedným výstupom. Obsahuje dva diferenčné vstupy ( $U_{PP} - U_{PN}$ ) a ( $U_{NP} - U_{NN}$ ), na rozdiel od bežného operačného zosilňovača, ktorý obsahuje len jeden diferenčný vstup. Hodnotu výstupného napätia  $U_O$  je možné vyjadriť ako [7]:

$$U_O = A_O \cdot [(U_{PP} - U_{PN}) - (U_{NP} - U_{NN})], \quad (2.3)$$

pričom  $A_O$  značí zisk zosilňovača s otvorenou spätnou väzbou. Podobne ako u operačného zosilňovača, ak sa zavedie spätná väzba, diferenčné vstupné signály sa rovnajú a platí nasledujúci vzťah [7]:

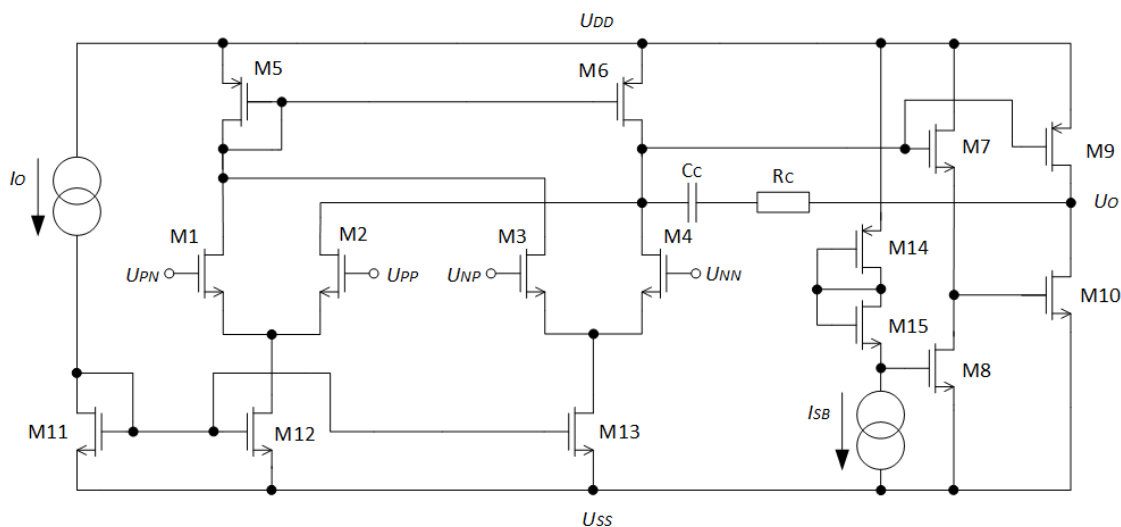
$$U_{PP} - U_{PN} = U_{NP} - U_{NN}, \quad (2.4)$$

pri úvahe že hodnota zisku  $A_O$  sa blíži k nekonečnu.



Obrázok 8 Schematická značka DDA [7].

Pri tom ako hodnota zosilnenia s otvorenou spätnou väzbou  $A_O$  klesá, rozdiel medzi dvomi vstupnými diferenčnými napätiami stúpa. Za účelom zlepšenia vlastností obvodu je preto vhodné, aby zosilnenie bolo čo najväčšie. Podobne ako operačný zosilňovač, DDA je tvorený dvomi hlavnými stupňami: vstupným diferenčným transkonduktančným stupňom so spoločným výstupom (diferenčné páry s aktívnou záťažou) a druhým zosilňujúcim stupňom (jednoduchý zosilňovač s tranzistorom MOS a aktívnou záťažou). Ako je možné vidieť zo schémy zapojenia na Obrázku 9, dva vstupné porty DDA sú tvorené dvomi diferenčnými párami. Pre funkčnosť obvodu pri nízkom napájacom napätí a veľký výstupný rozsah, je použitý výstupný stupeň typu rail-to-rail. Pre zaistenie stability je použitý kompenzačný kondenzátor ( $C_C$ ) a odpor ( $R_C$ ).



Obrázok 9 Obvod DDA [7].



Vstupný diferenčný rozsah diferenčne diferenčného zosilňovaču závisí od operačného rozsahu diferenčných párov vstupných portov. Hodnota výstupného diferenčného prúdu ( $I_d$ ) diferenčného páru, v závislosti na vstupnom diferenčnom napätí ( $V_d$ ) môže byť vyjadrená nasledujúcim vzťahom [7]:

$$I_d = \begin{cases} -I_O, & \text{ak } V_d \leq -\sqrt{\frac{2I_O}{K}}, \\ \frac{1}{2}KV_d\sqrt{\frac{4I_O}{K} - V_d^2}, & \text{ak } |V_d| \leq \sqrt{\frac{2I_O}{K}}, \\ I_O, & \text{ak } V_d \geq \sqrt{\frac{2I_O}{K}}, \end{cases} \quad (2.5)$$

kde  $I_O$  značí celkový prúd tečúci jedným diferenčným párom a  $K$  transkonduktančný parameter MOS tranzistorov. Diferenčné páry plnia svoju funkciu pokiaľ obomi tranzistormi tečie prúd, alebo platí vzťah [7]:

$$|V_d| \leq \sqrt{\frac{2I_O}{K}}. \quad (2.6)$$

Ďalším dôležitým parametrom diferenčne diferenčného zosilňovaču je vstupný šum. Hodnotu vstupného tepelného a kmitavého šumu je možné určiť podľa nasledujúcich vzťahov [7]:

$$U_{teplný}^2(f) = \frac{32}{3}kT \cdot \left(\frac{1}{g_{mn}}\right) + \frac{16}{3}kT \cdot \left(\frac{g_{mp}}{g_{mn}}\right)^2 \cdot \left(\frac{1}{g_{mp}}\right), \quad (2.7)$$

$$U_{kmitavý}^2(f) = \frac{2}{C_{oxf}} \cdot \left[ \frac{2K_n}{W_n L_n} + \left(\frac{\mu_p}{\mu_n}\right) \cdot \left(\frac{K_p L_n}{W_n L_p^2}\right) \right], \quad (2.8)$$

kde  $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ JK}^{-1}$  je Boltzmannová konštanta,  $T$  je absolútna teplota v Kelvínoch,  $g_{mn}$  je transkonduktancia tranzistorov M1 až M4,  $g_{mp}$  je transkonduktancia tranzistorov M5 a M6,  $K_n$  a  $K_p$  sú konštanty kmitavého šumu NMOS a PMOS tranzistorov,  $W$  a  $L$  sú šírka a dĺžka kanálu tranzistorov,  $\mu_n$  a  $\mu_p$  sú pohyblivosti nosičov,  $C_{ox}$  je hradlová kapacita na jednotku plochy a  $f$  frekvencia. Za účelom zníženia tepelného šumu by mala byť transkonduktancia tranzistorov diferenčných párov ( $g_{mn}$ ) čo najväčšia. Rozširovanie šírky tranzistorov diferenčných párov zároveň znižuje kmitavý šum.

Tretím dôležitým parametrom obvodu je linearita. Keďže DDA je často používaný s uzavretou spätnou väzbou, čím väčší je jeho zisk s otvorenou spätnou väzbou tým väčšia je jeho linearita. Približnú hodnotu nízkosignálového zosilnenia nezaťaženého obvodu možno vyjadriť ako [7]:

$$A_O = g_{mn} \cdot (r_{ds1} \parallel r_{ds3} \parallel r_{ds5}) \cdot (g_{m9} + g_{m10}) \cdot (r_{ds9} \parallel r_{ds10}), \quad (2.9)$$

kde  $g_m$  a  $r_{ds}$  sú nízkosignálová transkonduktancia a výstupný odpor MOS tranzistorov. Hodnota zisku priamo závisí na  $g_{mn}$ .

Pri úvahe o virtuálnom skrate vstupov operačného zosilňovaču, keď je vstupné diferenčné napätie  $U_d$  blízke 0 V, je možné zväčšiť šírku MOS tranzistorov diferenčného páru  $W$ , na požadovane vysokú hodnotu, za účelom zvýšenia transkonduktancie [7]:

$$g_m = \left. \frac{dI_d}{dU_d} \right|_{U_d = 0} = \sqrt{K I_O}. \quad (2.10)$$

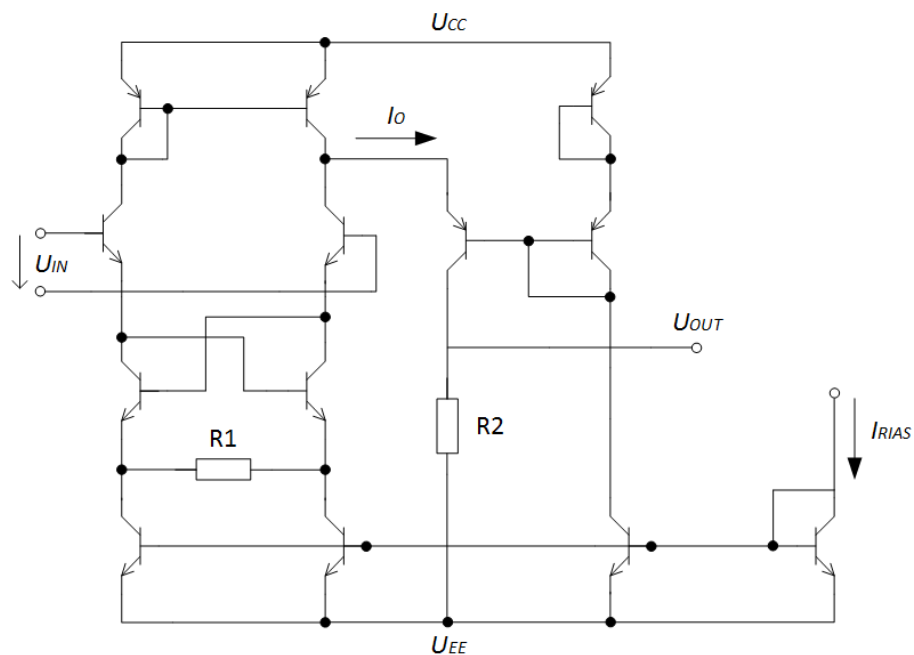
Šum je tak potlačený a linearita zlepšená. V skutočnosti však vstupy oboch diferenčných párov nie sú skratované a diferenčné páry nepracujú s pevnou hodnotou  $U_d$ . Kým hodnota  $U_d$  stúpa, hodnota transkonduktancie diferenčného páru klesá, až dosiahne nulovej hodnoty pri [7]:

$$|U_d| \geq \sqrt{\frac{2I_O}{K}}. \quad (2.11)$$

Ak je preto hodnota  $K$  alebo  $(W/L)$  tranzistorov diferenčného páru DDA zvolená nízka, za účelom zvýšenia vstupného rozsahu, šum a skreslenie signálu budú väčšie. Pre zväčšenie vstupného diferenčného rozsahu môžu byť použité lineárne diferenčné páry, namiesto bežných, to však môže viesť ku komplikáciám so zvýšeným šumom, skreslením signálu a spotrebou. Vstupný napäťový rozsah, šumové vlastnosti a nelinearita môžu byť zlepšené zvýšením hodnoty prúdu  $I_O$ , to je však nežiaduce pre zapojenia s nízkou spotrebou. Pri návrhu diferenčne diferenčného zosilňovaču preto dochádza ku kompromisu medzi vysokým vstupným rozsahom, nízkym šumom a nízkym skreslením [7].

## 2.3 Diferenciálny kvartet

V prípade že potrebujeme postaviť diferenčný zosilňovač, ktorý prevádza malé diferenčné napätie  $U_{IN}$  na napätie  $U_{OUT}$  s dostatočne presnou hodnotou zisku a napätím  $U_{OUT}$  vzťahujúcim sa k zemi, môžeme použiť blok ktorému sa hovorí diferenciálny kvartet. Obvod v bipolárnej konfigurácii je zobrazený na Obrázku 10. Výhodou je veľmi jednoduchá konštrukcia a pretože nejde o zapojenie so spätnou väzbou, nevyžaduje sa tu kmitočtová kompenzácia a zosilňovač je tak veľmi rýchly.



Obrázok 10 Obvod diferenciálneho kvartetu [8].

Hodnota prúdu  $I_O$  je vyjadrená ako:

$$I_O = 2 \frac{U_{IN}}{R_1}, \quad (2.12)$$

hodnota výstupného napätia  $U_{OUT}$  je:

$$U_{OUT} = 2U_{IN} \frac{R_2}{R_1}, \quad (2.13)$$

a hodnota zosilnenia  $A$ :

$$A = 2 \frac{R_2}{R_1}. \quad (2.14)$$

Nevýhodou zapojenia je že maximálne vstupné napätie je približne len 400 mV. Minimálna hodnota napájacieho napätia  $U_C$ , určená vzťahom:

$$U_C \geq 2U_{BE} + 2U_{CE}, \quad (2.15)$$

zároveň dosahuje 1,6 až 2 V, čo pre väčšinu nízkonapäťových aplikácií nie je dostačujúce [8].

## 2.4 Porovnanie vstupných zosilňovačov

Prístrojový zosilňovač si zachováva vlastnosti podobné operačnému zosilňovaču, akými sú vysoká vstupná impedancia, veľmi nízky vstupný prúd a nízka výstupná impedancia. Zapojenie vytvorené použitím troch operačných zosilňovačov sa vyznačuje dobrým potlačením súhlasného signálu, zároveň však predstavuje najzložitejšie riešenie z pohľadu počtu použitých súčiastok, čo prináša vyššie požiadavky na plochu čipu a taktiež spotrebu obvodu.

Diferenčne diferenčný zosilňovač predstavuje v oblasti počtu použitých súčiastok jednoduchšie riešenie a taktiež menšiu plochu na čipe. Jeho vstupný diferenčný rozsah závisí od operačného rozsahu diferenčných párov. Za účelom zníženia jeho tepelného šumu by mala byť transkonduktancia tranzistorov diferenčných párov čo najväčšia, rozširovanie šírky tranzistorov diferenčných párov zároveň znižuje kmitavý šum. Pre dosiahnutie vysokých hodnôt linearity je potrebné čo najväčšie zosilenie s otvorenou spätnou väzbou. Pri jeho návrhu tak dochádza ku kompromisu medzi vysokým vstupným rozsahom, nízkym šumom a nízkym skreslením.

Diferenciálny kvartet predstavuje najjednoduchšie riešenie, z pohľadu počtu súčiastok. Pretože obvod nepoužíva spätnú väzbu, nie je potreba kmitočtovej kompenzácie a je tak veľmi rýchli. Nevýhodou zapojenia je však malý vstupný rozsah, približne 400 mV, a pomerne veľká minimálna hodnota napájacieho napätia, ktorá nevyhovuje väčšine nízkonapätových aplikácií.

### 3 Návrh obvodov signálových usmerňovačov a prístrojového zosilňovaču

V praktickej časti diplomovej práce bol vykonaný rozbor obvodových riešení signálových usmerňovačov a prístrojových zosilňovačov. Zapojenia vhodné pre použitie v obvodoch pre spracovanie biomedicínskych signálov boli navrhnuté v technológii CMOS I3T25. Všeobecnými požiadavkami pre ich návrh bola funkčnosť pri čo najnižšom napájacom napätí a čo najmenšia spotreba. Správnosť funkcie zapojení bola overená simuláciami v prostredí PSpice.

Základné parametre technológie I3T25, prahové napätie  $U_{TH}$  a transkonduktančný parameter  $K_P$ , sú uvedené v Tabulke 1.

Tabulka 1: Základné parametre technológie I3T25.

Parameter	NMOS	PMOS
$U_{TH}$ [V]	0,6	0,6
$K_P$ [ $\mu\text{A}/\text{V}^2$ ]	166,1	38,9

Pri návrhu zapojení bola zvolená hodnota saturačného napätia drain-source všetkých tranzistorov  $U_{DSsat} = 0,25$  V, pri ktorej pracujú v režime silnej inverzie. Pre napätie súčasne platí vzťah:

$$U_{DSsat} = U_{GS} - U_{TH}, \quad (3.1)$$

v ktorom  $U_{GS}$  označuje napätie gate-source. V závislosti na zvolenom prúde tranzistorov  $I_D$  bol určený pomer šírky  $W$  ku dĺžke  $L$  ich vodivého kanálu podľa vzťahu:

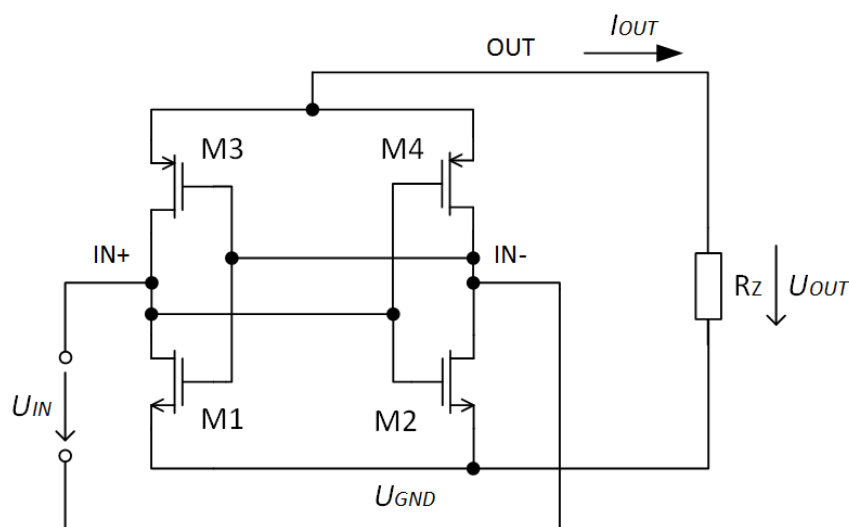
$$I_{DS} = \frac{K_P \cdot (U_{GS} - U_{TH})^2}{2} \cdot \frac{W}{L}. \quad (3.2)$$

#### 3.1 Návrh signálových usmerňovačov

Pri návrhu signálových usmerňovačov bol kladený dôraz na ich nízku spotrebu, funkčnosť pri čo najnižšom napätí a vysokú presnosť. Hodnota nesymetrického napájacieho napätia bola stanovená na 3,3 a 0 V, požadovaný vstupne-výstupný prúdový rozsah bol  $\pm 10$   $\mu\text{A}$ . Boli navrhnuté tri zapojenia: dvojcestný diferenčne riadený usmerňovač, jednocestný usmerňovač s výstupom v dvoch fázach a vysokou presnosťou a dvojcestný usmerňovač s vysokou presnosťou. Pomocou simulácií bola overená funkčnosť a boli stanovené parametre jednotlivých zapojení.

### 3.1.1 Dvojcestný diferenčne riadený usmerňovač

Dvojcestný diferenčne riadený usmerňovač (Obrázok 11) je tvorený štyrmi tranzistormi. Obsahuje dva napäťové vstupy  $IN+$  a  $IN-$  medzi ktoré sa pripája zdroj vstupného usmerňovaného napätia. Výhodou tohto zapojenia je eliminácia úbytku prahového napätia vo výstupnom signále, v porovnaní s diódovými usmerňovačmi, alebo usmerňovačmi používajúcimi tranzistory v diódovej konfigurácii. V prípade že je na vstup  $IN+$  privedená kladná hodnota vstupného napätia, PMOS tranzistor M4 sa uzavrie a NMOS M2 otvorí. Na vstupe  $U_{IN-}$  súčasne pôsobí napätie opačnej polarity, ktoré spôsobí otvorenie PMOS tranzistoru M3 a uzavretie NMOS M1, čím vznikne vodivá cesta na výstup obvodu a vstupné napätie  $U_{IN+}$  sa preniesie na záťaž. Vďaka symetrickej štruktúre obvodu, sa pri zmene polarity vstupného napätia  $U_{IN+}$  dej analogicky opakuje na opačnom vstupe a dochádza tak k dvojcestnému usmerneniu.



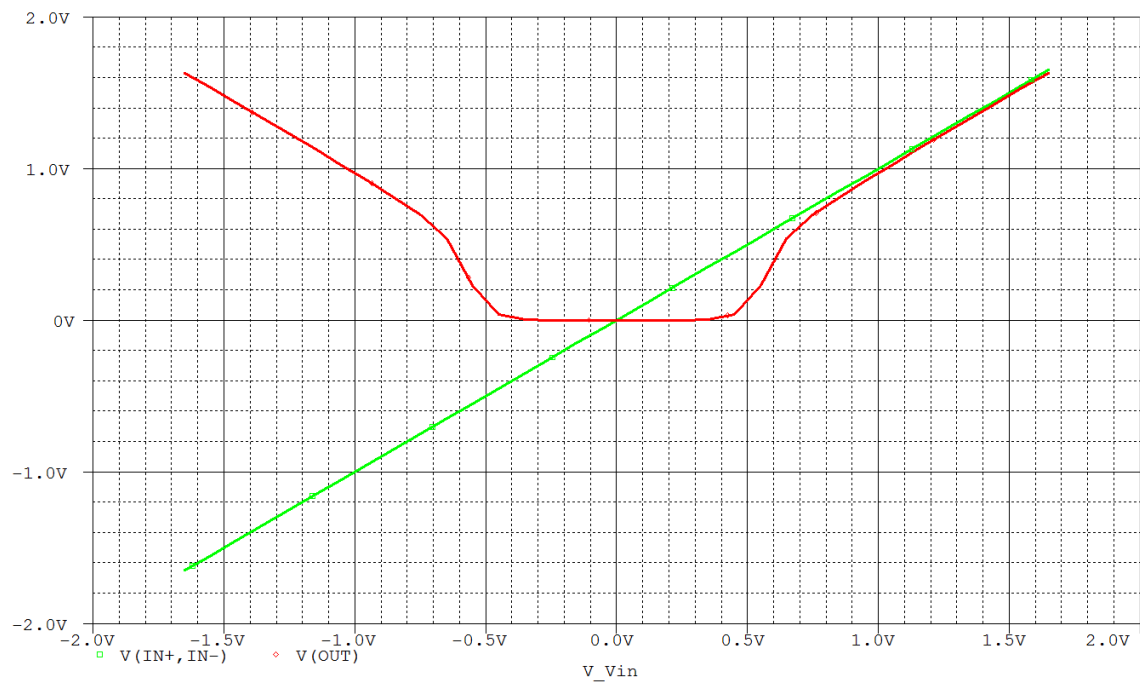
Obrázok 11 Schéma zapojenia diferenčne riadeného usmerňovaču.

Vzhľadom k napäťovému charakteru výstupu obvodu, bol pomer šírky a dĺžky vodivého kanálu tranzistorov M3 a M4 zvolený pomerne veľký. Tranzistory typu PMOS aj NMOS boli navrhnuté pre prúd  $I_{DS} = 50 \mu A$ , pri napätí drain-source  $U_{DS} = 0,25 V$ . Dĺžka vodivého kanálu tranzistorov bola zvolená  $L = 4 \mu m$  a použitím vzťahu (3.2) bola určená ich šírka  $W$ . Navrhnuté rozmery sú uvedené v Tabulke 2. Hodnota odporovej záťaže použitej pri simulácii zapojenia bola zvolená  $R_z = 100 k\Omega$ .

Tabulka 2: Rozmery tranzistorov diferenčne riadeného usmerňovaču.

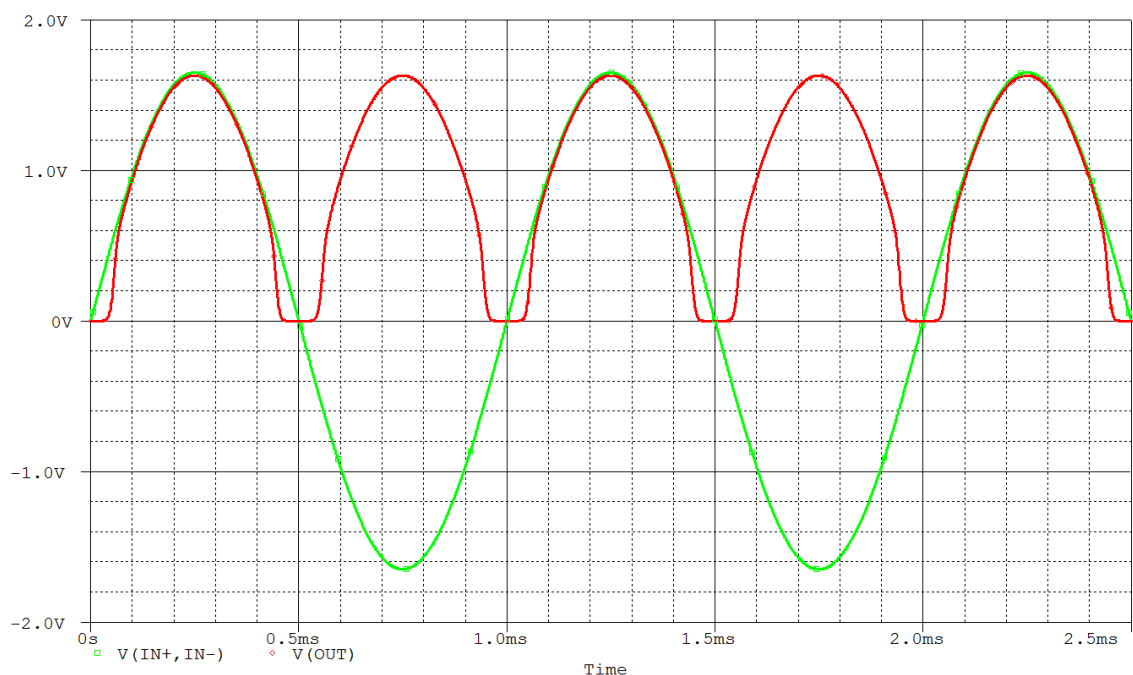
Tranzistor	$W [\mu m]$	$L [\mu m]$	Typ
M1, M2	38,5	4	NMOS
M3, M4	164,5	4	PMOS

Výsledok DC simulácie zapojenia je na Obrázku 12. Zelený priebeh označuje vstupné a červený výstupné napätie. Bol zvolený symetrický rozsah vstupného napätia  $-1,65$  až  $+1,65 V$ , ktorý odpovedá rozsahu nesymetrického napätia  $0$  až  $3,3 V$ , pre ktorý bolo zapojenie navrhované.



Obrázok 12 Výsledok DC simulácie diferenčne riadeného usmerňovaču.

Na Obrázku 13 je výsledok časovej simulácie, pri ktorej bol na vstup privedený striedavý signál s amplitúdou 1,65 V a frekvenciou 1 kHz.



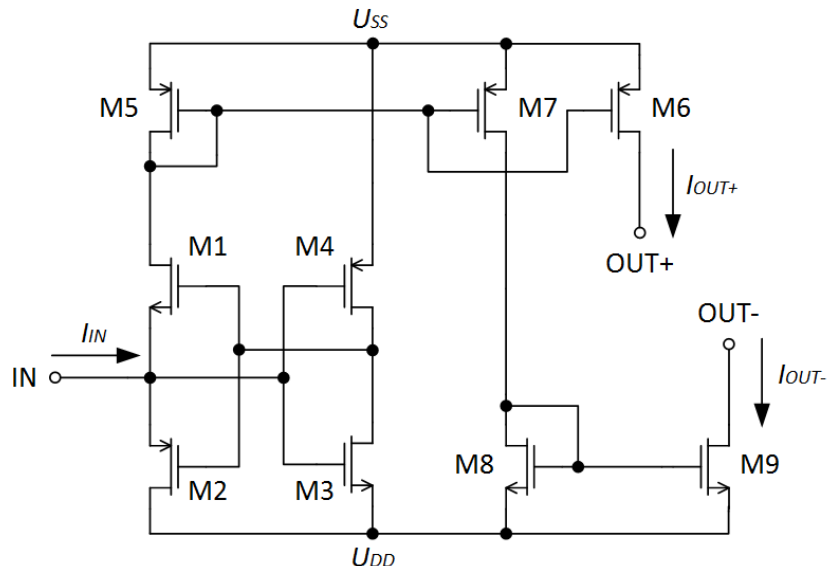
Obrázok 13 Výsledok časovej simulácie diferenčne riadeného usmerňovaču.

Celková prúdová spotreba obvodu približne odpovedá výstupnému prúdu. Napriek tomu že toto zapojenie predstavuje optimálne riešenie z hľadiska počtu tranzistorov a pomeru preneseného výkonu na záťaž k spotrebe obvodu, z výsledkov simulácií sú evidentné určité nevýhody. Úbytok prahového napätia je z výstupného signálu pri

usmernení odstránený, avšak k usmerneniu dochádza až po prekročení prahového napätia PMOS tranzistorov vstupným potenciálom. Zapojenie je zároveň funkčné len pri usmerňovaní symetrického striedavého napätia.

### 3.1.2 Jednocestný usmerňovač s vysokou presnosťou a výstupom v dvoch fázach

Schéma jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou a výstupom v dvoch fázach je na Obrázku 14. Obvod má jeden prúdový vstup a dva prúdové výstupy s opačnou fázou. V prípade že cez vstup obvodu tečie kladný prúd, na vstupe invertoru (M3, M4) vznikne kladné napätie. Napätie so zápornou polaritou je následne z výstupu invertoru privedené na hradlo NMOS tranzistoru M1, ktorý uzavrie, a PMOS tranzistoru M2, ktorý otvorí. Kladný vstupný prúd odtečie cez M2 a je potlačený. V prípade že je na vstup obvodu privedený prúd so zápornou polaritou a na vstupe invertoru vznikne záporné napätie, kladné napätie z výstupu invertoru uzavrie M2 a otvorí M1. Umožní tak tok prúdu cez tranzistor M5, ktorý je zrkadlený na výstup obvodu cez tranzistor M6. Tranzistory M7, M8 a M9 zrkadlia výstupný prúd s opačnou fázou.



Obrázok 14 Schéma zapojenia jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou a výstupom v dvoch fázach.

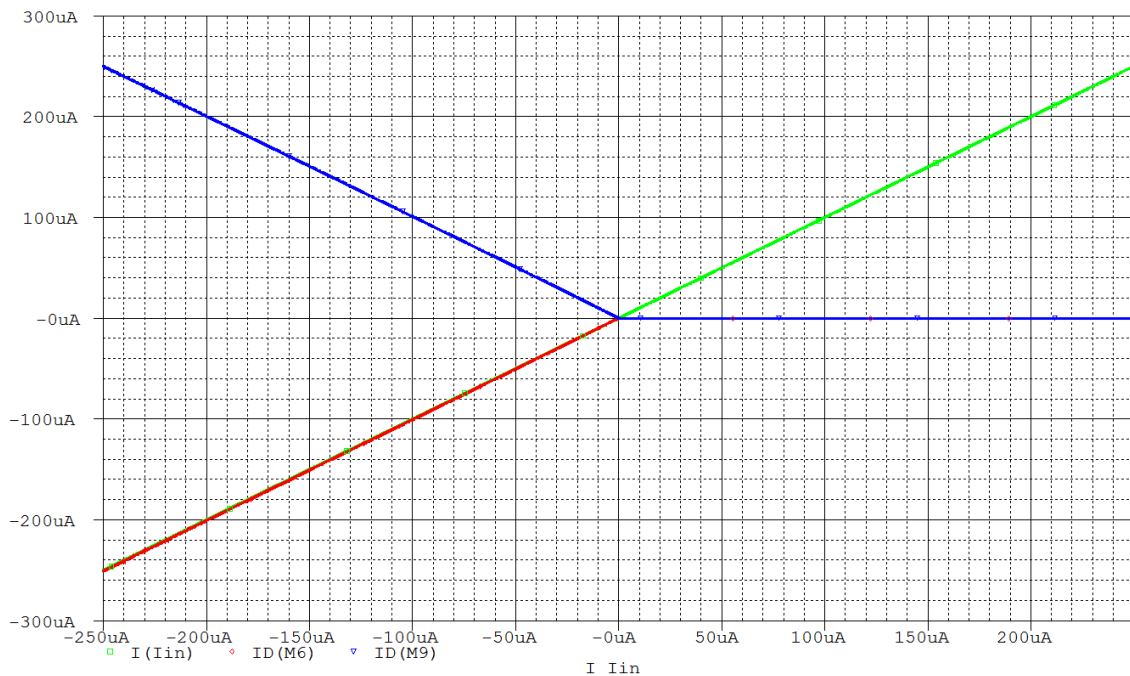
Parametre tranzistorov M1, M2 a M5 až M9 boli navrhnuté pre hodnoty prúdov drain-source  $I_{DS} = 10 \mu\text{A}$  a parametre tranzistorov M3 a M4 pre  $I_{DS} = 2,5 \mu\text{A}$ , pri saturačnom napätí  $U_{DS} = 0,25 \text{ V}$ . Dĺžka kanálov všetkých tranzistorov bola zvolená  $L = 8 \mu\text{m}$ . Použitím rovnice (3.2) boli vypočítané šírky jednotlivých tranzistorov  $W$ , uvedené v Tabulke 3.



Tabulka 3: Rozmery tranzistorov jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou.

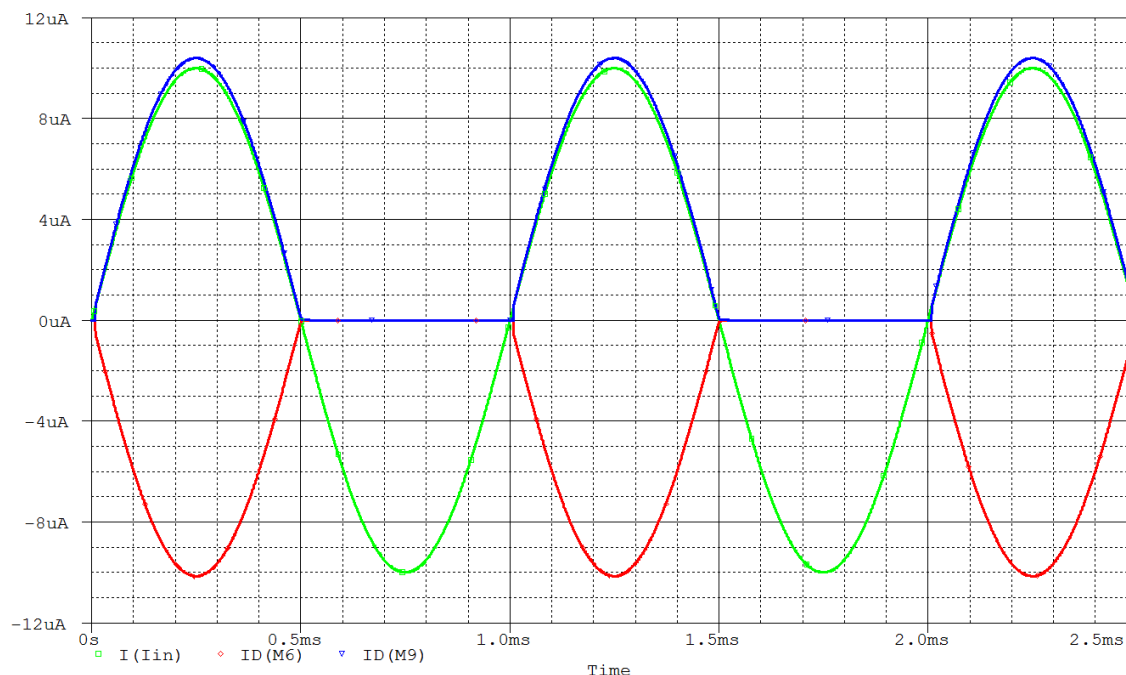
Tranzistor	$W$ [ $\mu\text{m}$ ]	$L$ [ $\mu\text{m}$ ]	Typ
M1, M8, M9	15,4	8	NMOS
M2, M5, M6, M7	65,8	8	PMOS
M3	3,8	8	NMOS
M4	16,4	8	PMOS

Na Obrázku 15 je zobrazený výsledok DC simulácie jednocestného usmerňovaču. Pri zápornej polarite vstupného prúdu  $I_{IN}$  (zelený priebeh) tečie rovnako veľký prúd z výstupu, tvoreného tranzistorom M6 (červený priebeh). Prúd s rovnakou hodnotou ale opačnou fázou tečie cez druhý prúdový výstup, tvorený tranzistorom M9 (modrý priebeh). Pri kladnej polarite vstupného prúdu sú výstupné prúdy nulové. Z výsledku simulácie je možné určiť minimálny vstupný prúdový rozsah  $\pm 250 \mu\text{A}$ .



Obrázok 15 Výsledok DC simulácie jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou.

Na Obrázku 16 je zobrazený výsledok časovej simulácie, ktorý znázorňuje funkciu obvodu. Vstupný prúd má sínusový priebeh s amplitúdou  $10 \mu\text{A}$  a frekvenciou  $1 \text{ kHz}$ . Je možné pozorovať malú nepresnosť medzi absolútnou hodnotou vstupného a usmerneného výstupného prúdu, ktorá vzniká pri jeho zrkadlení prúdovými zrkadlami.

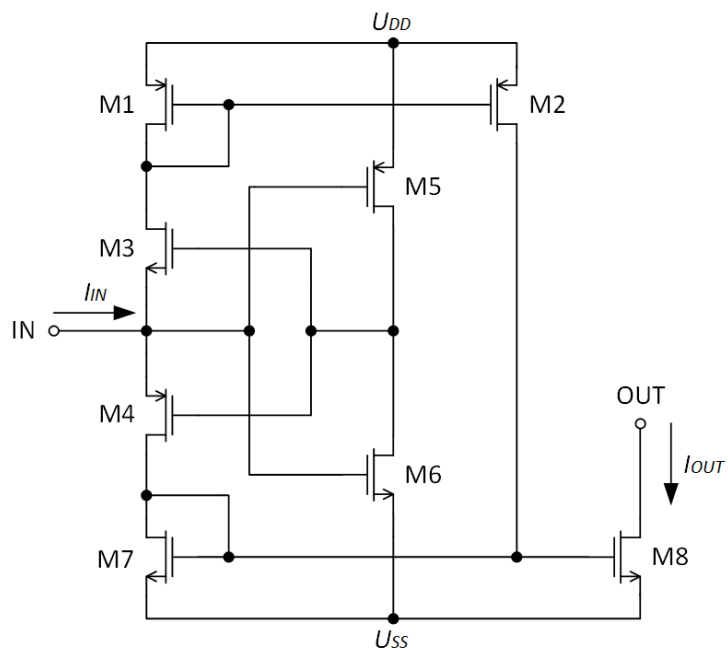


Obrázok 16 Výsledok časovej simulácie jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou.

Prúdová spotreba obvodu je najvyššia pri usmerňovaní vstupného prúdu s krajnou zápornou hodnotou, pri hodnote vstupného prúdu  $I_{IN} = -10 \mu\text{A}$  je to  $74,7 \mu\text{A}$ . Pri nulovom vstupnom prúde je spotreba obvodu daná predovšetkým spotrebou invertoru v rovnovážnom stave. Jej čiastočné zníženie je možné používaním výstupu iba jednej polarity.

### 3.1.3 Dvojcestný usmerňovač s vysokou presnosťou

Základné prvky tvoriace dvojcestný usmerňovač s vysokou presnosťou (Obrázok 17), sú prúdový komparátor a prúdové zrkadlá. Prúd tečúci do vstupu obvodu vytvorí na vstupe invertoru (M5, M6) kladné napätie, pričom záporné napätie na výstupe invertoru uzavrie NMOS tranzistor M3 a otvorí PMOS tranzistor M4. Vstupný prúd ktorý pretečie cez tranzistor M4 a M7 je odzrkadlený na výstup obvodu, tvorený tranzistorom M8. V prípade že prúd tečie smerom zo vstupu obvodu, na vstupe invertoru vznikne záporné napätie. Kladné napätie na jeho výstupe otvorí M3 a zatvorí M4. Prúd tak tečie cez tranzistor M1 a je odzrkadlený tranzistorom M2. Prúd tečúci tranzistorom M2 je následne odzrkadlený tranzistorom M7 a výstupným tranzistorom M8. Výstupom obvodu preto vždy tečie absolútna hodnota vstupného prúdu a obvod funguje ako dvojcestný usmerňovač.



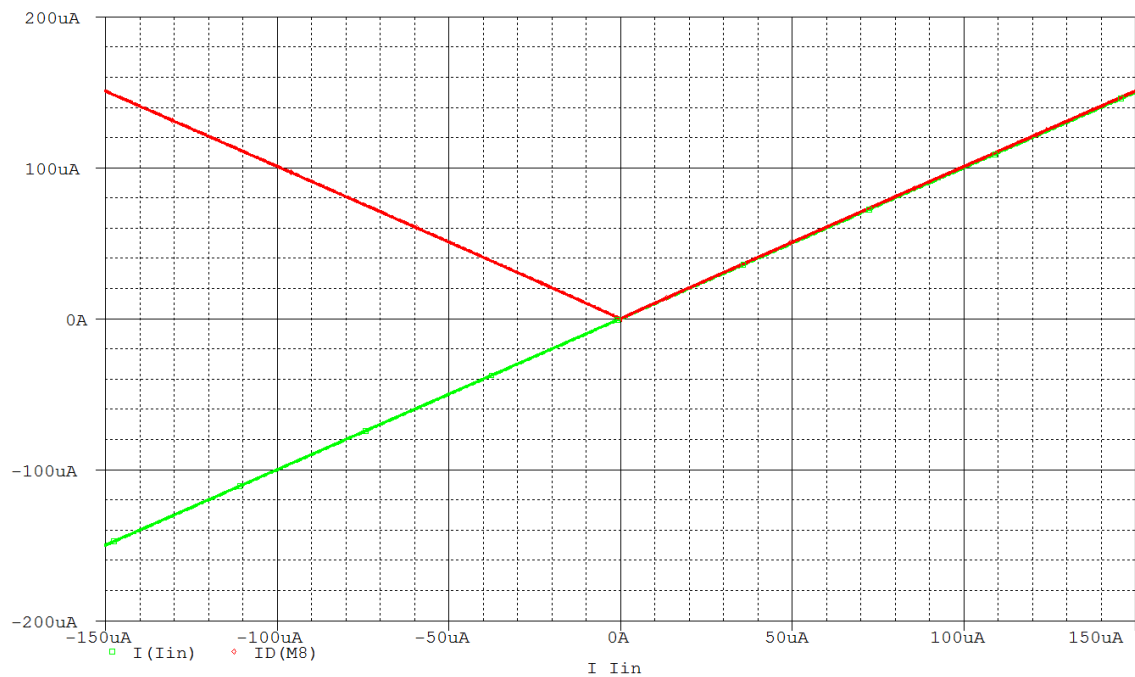
Obrázok 17 Schéma zapojenia dvojcestného usmerňovaču s vysokou presnosťou.

Tranzistory M1 až M4 a M7 a M8 obvodu boli navrhnuté pre veľkosť prúdu  $I_{DS} = 10 \mu\text{A}$  a M5 a M6 pre  $I_{DS} = 2,5 \mu\text{A}$ , pri napätí drain-source  $U_{DS} = 0,25 \text{ V}$ . Dĺžka vodivého kanálu všetkých tranzistorov bola zvolená  $L = 8 \mu\text{m}$  a pomocou upravenej rovnice (3.2) boli dopočítané šírky kanálov  $W$ , uvedené v Tabulke 4.

Tabulka 4: Rozmery tranzistorov dvojcestného usmerňovaču s vysokou presnosťou.

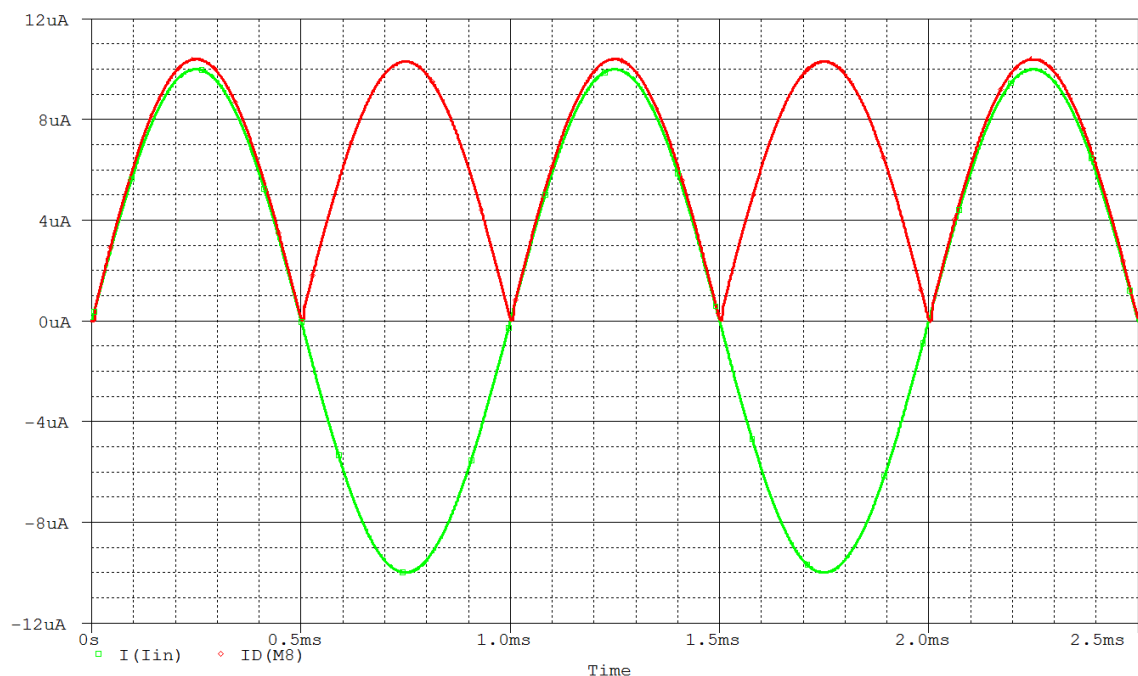
Tranzistor	$W [\mu\text{m}]$	$L [\mu\text{m}]$	Typ
M1, M2, M4	65,8	8	PMOS
M3, M7, M8	15,4	8	NMOS
M5	16,4	8	PMOS
M6	3,8	8	NMOS

Funkcii obvodu dvojcestného usmerňovaču s pomerne vysokou presnosťou odpovedá výsledok DC simulácie na Obrázku 18, v ktorom označuje zelený priebeh vstupný prúd  $I_{IN}$  a červený výstupný usmernený prúd  $I_{OUT}$ . Z výsledku simulácie je zároveň možné určiť minimálny vstupný prúdový rozsah  $\pm 150 \mu\text{A}$ .



Obrázok 18 Výsledok DC simulácie dvojcestného usmerňovača s vysokou presnosťou.

Výsledok časovej simulácie, pri ktorej bol použitý zdroj vstupného prúdu so sínusovým priebehom, amplitúdou  $10\ \mu\text{A}$  a frekvenciou  $1\ \text{kHz}$ , je zobrazený na Obrázku 19. V dôsledku zrkadlenia prúdu pomocou prúdových zrkadiel vzniká určitá nepresnosť medzi hodnotou usmerneneného a vstupného prúdu, ktorá dosahuje pri amplitúde vstupného signálu približne  $0,5\ \mu\text{A}$ .



Obrázok 19 Výsledok časovej simulácie dvojcestného usmerňovača s vysokou presnosťou.

Prúdová spotreba obvodu je podobne ako pri jednocestnom usmerňovači s vysokou presnosťou najväčšia pri krajnej zápornej hodnote vstupného prúdu. Pri vstupnom prúde  $I_{IN} = -10 \mu\text{A}$  je prúdová spotreba  $64,5 \mu\text{A}$  a pri jeho opačnej polarite  $I_{IN} = 10 \mu\text{A}$  dosahuje  $44,2 \mu\text{A}$ . Spotreba obvodu v rovnovážnom stave je určená spotrebou invertoru.

## 3.2 Návrh prístrojového zosilňovaču

Pre funkčnosť pri nižšom napájacom napätí a menšiu prúdovú spotrebu, bola pre návrh prístrojového zosilňovaču použitá štruktúra diferenčne diferenčného zosilňovaču. Požadovaný minimálny diferenčný vstupný rozsah bol  $\pm 100 \text{ mV}$ . Obvod bol navrhnutý pre hodnoty napájacích napätí 3,3 a 0 V.

### 3.2.1 Diferenčne diferenčný zosilňovač

Bolo navrhnuté zapojenie diferenčne diferenčného zosilňovaču, zobrazené na Obrázku 20. Pre vyšší vstupný rozsah, znižujúci sa so znižujúcim sa napájacím napätím, v porovnaní s jednoduchou štruktúrou aktívnej záťaže diferenčného stupňa, bola použitá topológia zloženej kaskódy. Zapojenie zosilňovaču bolo navrhnuté pre hodnotu zaťažovacej kapacity  $C_L \geq 5 \text{ pF}$ , šírku pásma  $GBW \geq 1 \text{ MHz}$  a rýchlosť prebehu  $SR = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$ . Pre zaistenie fázovej bezpečnosti  $\phi_M > 45^\circ$ , pri zavedení zápornej spätnej väzby, bola s ohľadom na parazitné kapacity zvolená hodnota kompenzačnej kapacity, využívajúcej Millerov jav,  $C_C = 2,3 \text{ pF}$ , ktorá spĺňa podmienku:

$$C_C \geq 0,3 \cdot C_L. \quad (3.3)$$

Z požiadaviek na rýchlosť prebehu  $SR$  bola určená minimálna hodnota celkového prúdu tečúceho jedným diferenčným párom  $I_{SS}$ :

$$I_{SS} \geq SR \cdot C_C \geq 2,3 \mu\text{A}. \quad (3.4)$$

Hodnota prúdu  $I_{SS}$  bola zvolená  $5 \mu\text{A}$ . Minimálna hodnota transkonduktancie prvého stupňa  $gm_1 = 14,45 \mu\text{S}$  bola vypočítaná zo vzťahu:

$$gm_1 = 2\pi \cdot GBW \cdot C_C = 14,45 \mu\text{S}. \quad (3.5)$$

Pri úvahe že RHP nula je na desaťnásobne vyššom kmitočte ako hodnota  $GBW$ , musí pre zachovanie fázovej bezpečnosti  $60^\circ$  a hodnotu transkonduktancie druhého stupňa  $gm_{17}$  platiť vzťah:

$$gm_{17} \geq 10 \cdot gm_1, \quad (3.6)$$

z ktorého bola po dosadení všeobecnej rovnice pre výpočet transkonduktancie MOS tranzistoru:

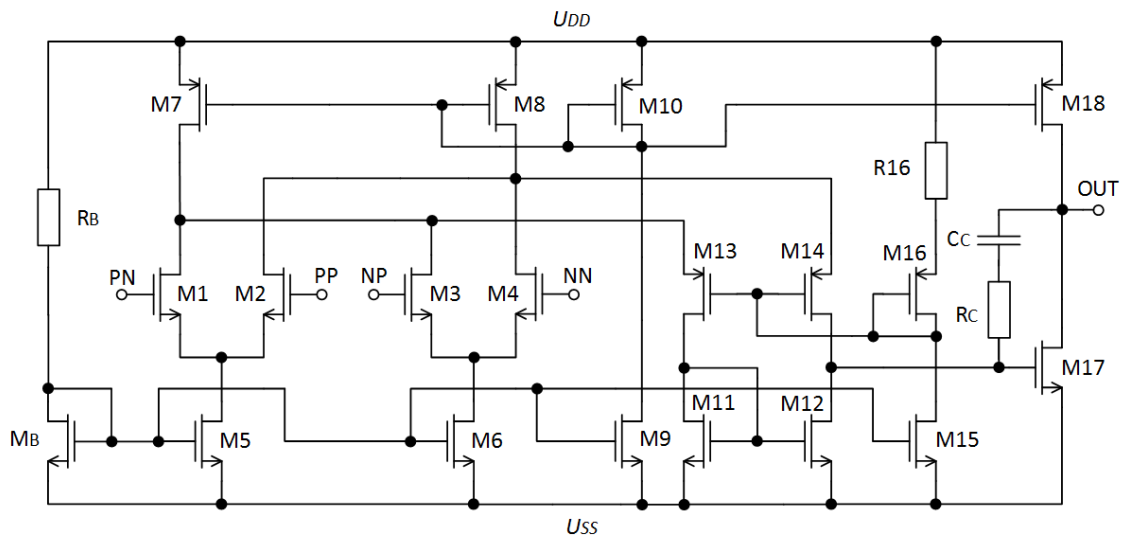
$$g_m = \frac{2I_{DS}}{U_{DS}}, \quad (3.7)$$

určená minimálna hodnota prúdu druhého stupňa  $I_{D17}$  ako:

$$I_{D17} \geq 10 \cdot I_{D1} \geq 10 \cdot \frac{I_{SS}}{2} \geq 25 \mu A, \quad (3.8)$$

pri zvolenej hodnote saturačného napätia  $U_{DSsat}$  všetkých tranzistorov 0,25 V. Veľkosť prúdu druhého stupňa bola zvolená  $I_{D17} = 30 \mu A$ , pri ktorej dosahuje hodnota transkonduktancie druhého stupňa, určená podľa (3.7),  $g_{m17} = 240 \mu S$ . Pre dodatočné zlepšenie frekvenčných vlastností bol v sérii s kompenzačným kondenzátorom  $C_C$  použitý nulovací odpor  $R_C = 4,2 \text{ k}\Omega$ , vypočítaný pomocou hodnoty transkonduktancie druhého stupňa:

$$R_C = \frac{1}{g_{m17}} \cong 4,2 \text{ k}\Omega. \quad (3.9)$$



Obrázok 20 Navrhnutý obvod diferenčne diferenčného zosilňovaču.

Dĺžka vodivých kanálov všetkých tranzistorov bola zvolená  $8 \mu m$  a pomocou rovnice saturačného prúdu MOS tranzistoru (3.2) boli dypočítané ich šírky, uvedené v Tabulke 5. Hodnota odporu  $R_B$  určujúca veľkosť prúdu zrkadleného do jednotlivých vetví zosilňovaču bola určená ako:

$$R_B = \frac{U_{nap} - U_{GS_B}}{I_{DS_B}} = \frac{2,45}{5 \mu} = 490 \text{ k}\Omega. \quad (3.10)$$

Pre presnejšie nastavenie prúdov tečúcich tranzistormi M13 a M14 bol ku elektróde source tranzistoru M16 pripojený odpor  $R16 = 50 \text{ k}\Omega$ , vytvárajúci napäťový úbytok odpovedajúci  $U_{DS}$  saturačnému napätiu M7 a M8:

$$R16 = \frac{U_{DS}}{I_{D16}} = \frac{0,25}{5 \mu} = 50 \text{ k}\Omega. \quad (3.11)$$

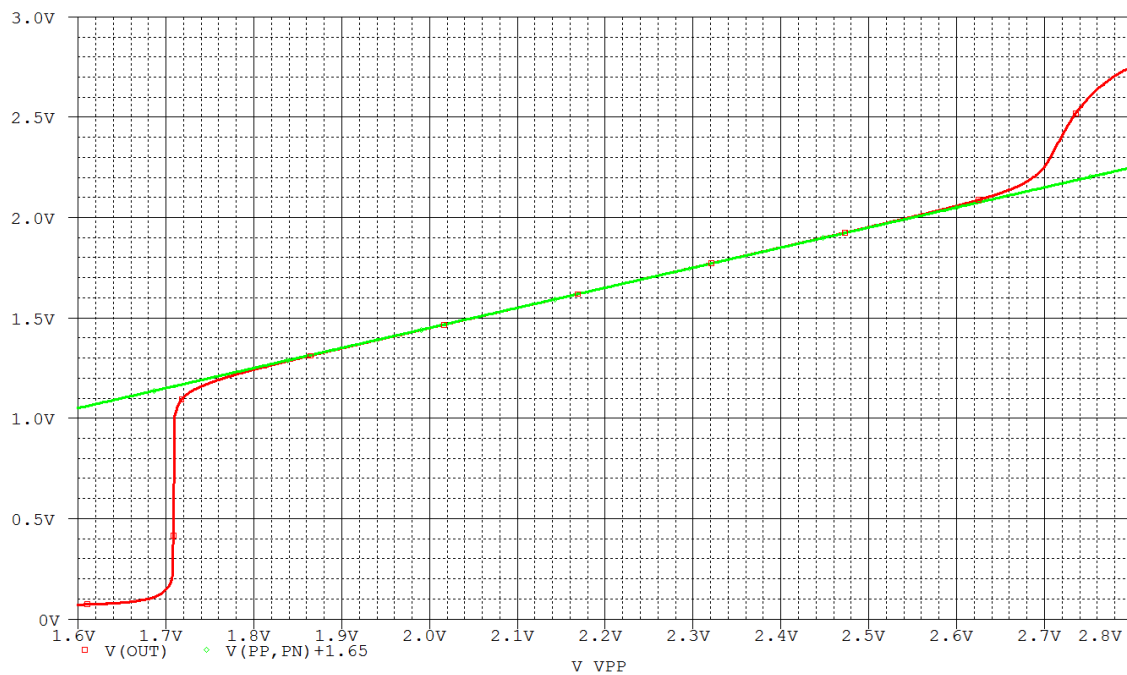
Tabulka 5: Rozmery tranzistorov diferenčne diferenčného zosilňovaču.

Tranzistor	W [ $\mu\text{m}$ ]	L [ $\mu\text{m}$ ]	Typ
M1, M2, M3, M4	3,85	8	NMOS
M <sub>B</sub> , M5, M6, M9, M15	7,7	8	NMOS
M7, M8, M13, M14	98,7	8	PMOS
M10, M16	33,1	8	PMOS
M11, M12	15,4	8	NMOS
M17	46,2	8	NMOS
M18	197,4	8	PMOS

Spodná hranica vstupného rozsahu súhlasného napätia  $U_{CMmin} = 1,1 \text{ V}$  je daná súčtom napätí na prechode gate-source vstupných tranzistorov M1 až M4 a drain-source tranzistorov M5 a M6:

$$U_{CMmin} = U_{GS1} + U_{DS5} = 1,1 \text{ V}. \quad (3.12)$$

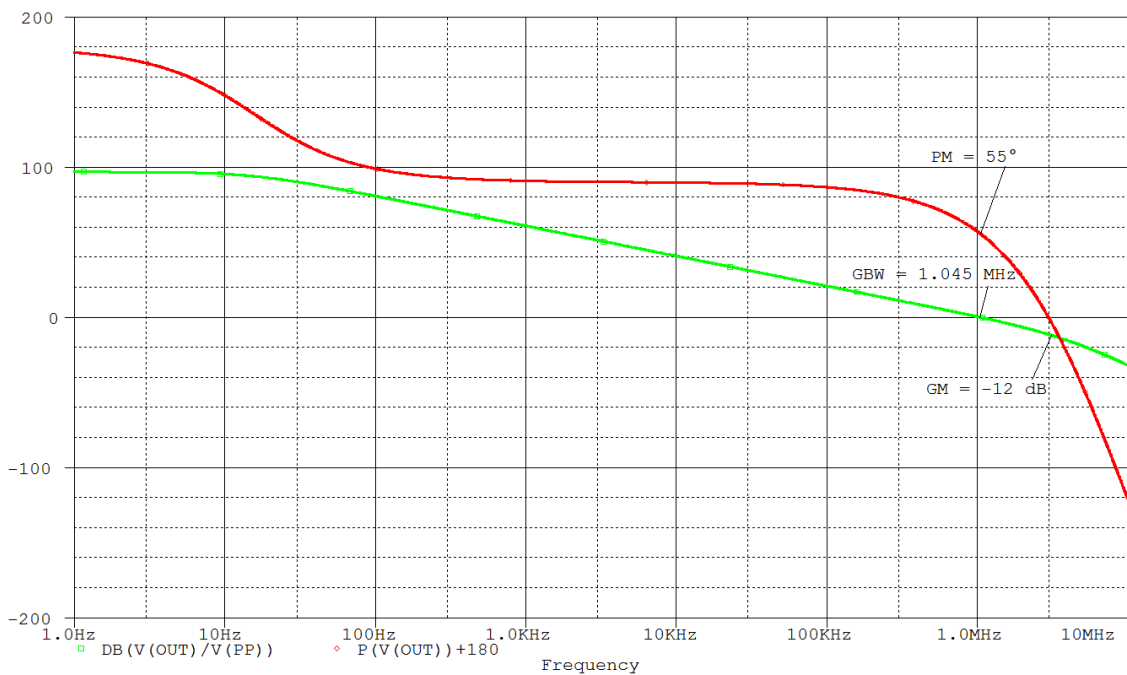
Vrchná hranica vstupného rozsahu súhlasného napätia  $U_{CMmax} = 3,3 \text{ V}$  je rovná hodnote napájacieho napätia. Pomocou DC simulácie bola overená funkcia navrhnutého obvodu zapojeného ako sledovač diferenčného napätia. Výstupný signál obvodu bol spojený spätnou väzbou so vstupom  $NP$  a vstup  $NN$  bol pripojený k potenciálu virtuálnej zemi  $U_{AGND} = 1,65 \text{ V}$ . Na výstup tak bolo prevádzané napätie medzi vstupmi  $PP$  a  $PN$ . Na Obrázku 21 je výsledok simulácie, počas ktorej bolo na vstup  $PN$  pripojené napätie  $2,2 \text{ V}$  a bola zvyšovaná hodnota potenciálu  $PP$ . Zelený priebeh označuje vstupné diferenčné napätie a červený výstupné, posunuté o hodnotu potenciálu virtuálnej zeme.



Obrázok 21 Výsledok DC simulácie diferenčného napäťového sledovača.

Maximálny vstupný diferenčný rozsah je  $\pm 350$  mV (s presnosťou 1%). Vstupný diferenčný rozsah je rovnaký v celom funkčnom rozsahu vstupného súhlasného napätia  $U_{CM}$ .

Na Obrázku 22 je odsimulovaná kmitočtová charakteristika zosilňovaču, v ktorej znázorňuje zelený priebeh zosilňenie a červený fázu.

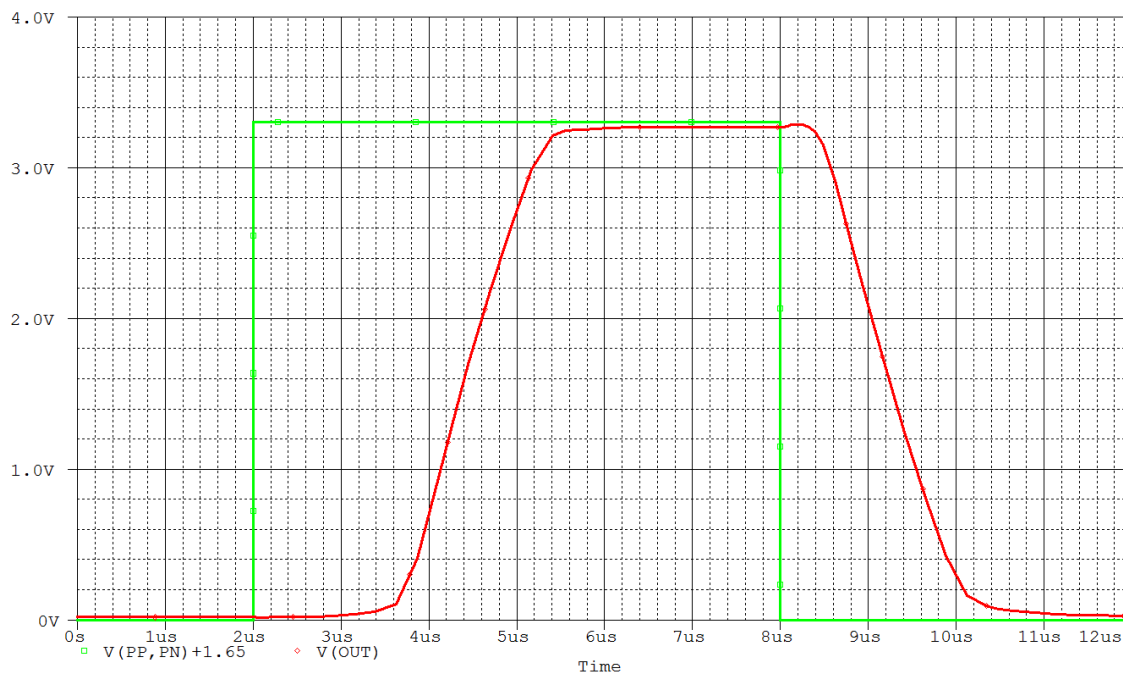


Obrázok 22 Výsledok AC analýzy diferenčne diferenčného zosilňovaču.



Z výsledných priebehov bola odčítaná hodnota zosilnenia pri nulovom kmitočte  $A_0 = 96,8$  dB, šírka pásma  $GBW = 1,045$  MHz, fázová bezpečnosť  $\phi_M = 55^\circ$  a amplitúdová bezpečnosť  $GM = -12$  dB.

Časovou simuláciou zapojenia neinvertujúceho diferenčného zosilňovaču s hodnotou zosilnenia  $A = 20$  bola určená rýchlosť prebehu zosilňovaču. Výsledok simulácie znázorňujúci vstupný (zelený) diferenčný signál, posunutý o  $U_{AGND} = 1,65$  V, a výstupný (červený) signál je na Obrázku 23.



Obrázok 23 Výsledok časovej simulácie neinvertujúceho diferenčného zosilňovaču.

Rýchlosti prebehu nábežnej a zostupnej hrany  $SR_{rise}$  a  $SR_{fall}$  boli určené ako:

$$SR_{rise} = \frac{\Delta U_{rise}}{\Delta t_{rise}} = \frac{2,6}{1,32 \mu} = 1,97 \text{ V}/\mu\text{s}, \quad (3.13)$$

$$SR_{fall} = \frac{\Delta U_{fall}}{\Delta t_{fall}} = \frac{2,6}{1,36 \mu} = 1,91 \text{ V}/\mu\text{s}. \quad (3.14)$$

Doba ustálenia bola určená  $t_{set} = 3,5 \mu\text{s}$  (pri 1%).

Súhrn parametrov navrhnutého zosilňovača, získaných z výsledkov simulácií, je uvedený v Tabulke 6.

Tabulka 6: Parametre navrhnutého diferenčne diferenčného zosilňovaču s 3,3 V napájacím napätím.

Parameter	Jednotka	Hodnota
Vstupný rozsah súhlasného napätia	[V]	1,1 až 3,3
Vstupný rozsah diferenčného napätia	[mV]	±350
Výstupný napäťový rozsah	[V]	0,014 až 3,29
Zosilnenie	[dB]	96,8
Šírka pásma	[MHz]	1,045
Fázová bezpečnosť	[°]	55
Amplitúdová bezpečnosť	[dB]	−12
Rýchlosť prebehu nábežnej hrany	[V/μs]	1,97
Rýchlosť prebehu zostupnej hrany	[V/μs]	1,91
Doba ustálenia (pri 1%)	[μs]	3,5
Potlačenie vstupného súhlasného napätia (DC)	[dB]	−126
Potlačenie zmeny napájacieho napätia (DC)	[dB]	−92,8
Prúdová spotreba v rovnovážnom stave	[μA]	76,15
Maximálna hodnota výstupného prúdu (source/sink)	[μA]	18

### 3.2.2 Zníženie napájacieho napätia diferenčne diferenčného zosilňovaču

Jednou zo vstupných požiadaviek pre návrh diferenčne diferenčného zosilňovaču bola funkčnosť pri čo najnižšom napájacom napätí, v jednom obvode spolu s navrhnutým usmerňovačom. Minimálna hodnota napájacieho napätia zosilňovaču je určená cestou s najväčším napäťovým úbytkom, v ktorej sú sériovo zapojené tranzistory M7 a M13 a diódovo M11, ako:

$$U_{nap_{min}} = U_{DS7} + U_{DS13} + U_{GS11} = 1,35 \text{ V}, \quad (3.15)$$

pričom je zachovaná funkcia všetkých tranzistorov v režime silnej inverzie. Pri úvahe vplyvu rozptylu výrobného procesu na parametre súčiastok, je možné určiť minimálnu hodnotu napájacieho napätia, pomocou krajnej hodnoty prahového napätia, ktorú môže tranzistor NMOS dosiahnuť,  $U_{THNmax} = 0,656 \text{ V}$ :

$$U_{nap_{min}} = U_{DS7} + U_{DS13} + U_{GS11} = 1,406 \text{ V}. \quad (3.16)$$

Vplyv rozptylu výrobného procesu taktiež ovplyvní minimálnu hodnotu vstupného súhlasného napätia:

$$U_{CMmin} = U_{GS1} + U_{DS5} = 1,156 \text{ V}. \quad (3.17)$$

Z dôvodu minimálnej hodnoty vstupného súhlasného napätia  $U_{CMmin} \geq 1,156 \text{ V}$  by musela byť hodnota virtuálnej zemi, s ktorou zosilňovač pracuje pri zavedení spätnej väzby, pri použití minimálneho napájacieho napätia, posunutá na hodnotu v rozsahu funkčného vstupného napätia a nemohla by sa nachádzať v strede medzi úrovňami napájacieho napätia. Napriek tomu že zníženie napájacieho napätia na minimálnu úroveň by znížilo vstupne-výstupný rozsah, princíp funkcie diferenčne diferenčného zosilňovaču by sa nezmenil.

V prípade že má byť zosilňovač použitý v jednom obvode spolu s dvojcestným usmerňovačom s vysokou presnosťou, je stanovená minimálna hodnota napájacieho napätia obvodu vetvou usmerňovaču, obsahujúcou tranzistory M1, M3, M4, M7 (znázornené na Obrázku 17), ako:

$$U_{napmin} = U_{GS1} + U_{DS3} + U_{DS4} + U_{GS7} = 2,2 \text{ V}. \quad (3.18)$$

Pri úvahe najhoršieho prípadu vplyvu rozptylu výrobného procesu, v ktorom môže prahové napätie PMOS tranzistoru dosiahnuť  $U_{THPmax} = 0,681 \text{ V}$ , je táto hodnota  $U_{napmin} = 2,337 \text{ V}$ . Z tohto dôvodu bola hodnota napájacieho napätia zosilňovaču znížená na 2,5 V a boli opätovne vykonané simulácie pre určenie parametrov zapojenia. Okrem hodnoty odporu  $R_B$  upravenej na 330 k $\Omega$  zostali parametre tranzistorov a ostatných prvkov nezmenené. V Tabulke 7 je uvedený prehľad parametrov obvodu získaných simuláciami, spolu s parametrami zosilňovaču navrhnutého pre hodnotu napájania 3,3 V.

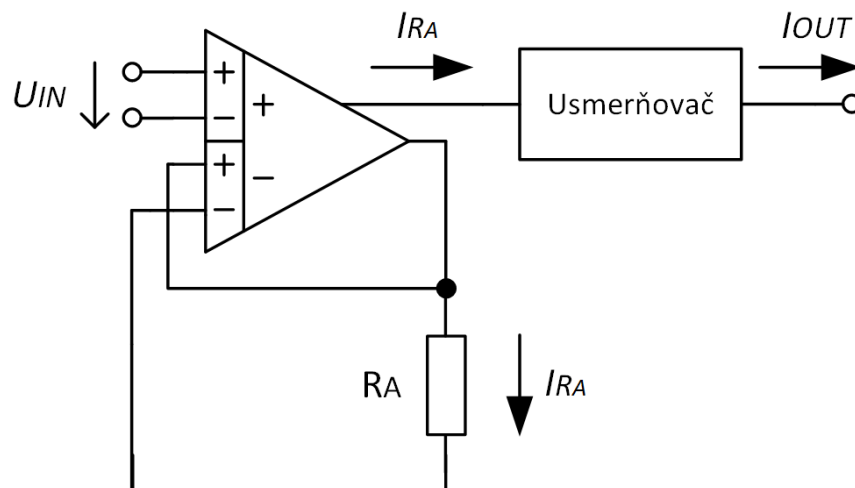
Tabulka 7: Parametre diferenčne diferenčného zosilňovaču s pôvodným a zníženým napájacím napätím.

Parameter	Jednotka	Hodnota	
		Napájacie napätie 3,3 V	Napájacie napätie 2,5 V
Vstupný rozsah súhlasného napätia	[V]	1,1 až 3,3	1,1 až 2,5
Vstupný rozsah diferenčného napätia	[mV]	$\pm 350$	$\pm 350$
Výstupný napäťový rozsah	[V]	0,014 až 3,29	0,019 až 2,5
Zosilnenie	[dB]	96,8	96,6
Šírka pásma	[MHz]	1,045	1,043
Fázová bezpečnosť	[°]	55	55
Amplitúdová bezpečnosť	[dB]	-12	-12
Rýchlosť prebehu nábežnej hrany	[V/ $\mu$ s]	1,97	1,93
Rýchlosť prebehu zostupnej hrany	[V/ $\mu$ s]	1,91	1,85
Doba ustálenia (pri 1%)	[ $\mu$ s]	3,5	2,7
Potlačenie vstupného súhlasného napätia (DC)	[dB]	-126	-115
Potlačenie zmeny napájacieho napätia (DC)	[dB]	-92,8	-89
Prúdová spotreba v rovnovážnom stave	[ $\mu$ A]	76,15	75,54
Maximálna hodnota výstupného prúdu (source/sink)	[ $\mu$ A]	18	17

Pomocou simulácie typu Monte Carlo, použitej spolu s AC analýzou, bol sledovaný vplyv rozptylu výrobného procesu odporu  $R_C$  a kondenzátoru  $C_C$  na parametre obvodu. Počet behov simulácie bol 100, bolo použité normálne rozdelenie a veľkosť rozptylu hodnôt oboch súčiastok bola stanovená 20%. Z výsledkov simulácie bol určený najhorší prípad zmeny šírky pásma  $GBW = 758$  kHz, fázovej bezpečnosti  $\phi_M = 37^\circ$  a amplitúdovej bezpečnosti  $GM = -6,6$  dB.

## 4 Návrh obvodu vstupného zosilňovaču s usmerneným výstupom

Dvojcestný usmerňovač s vysokou presnosťou bol spolu s navrhnutým diferenčne diferenčným zosilňovačom použitý pre vytvorenie zapojenia vstupného zosilňovaču s usmerneným výstupom (Obrázok 24).

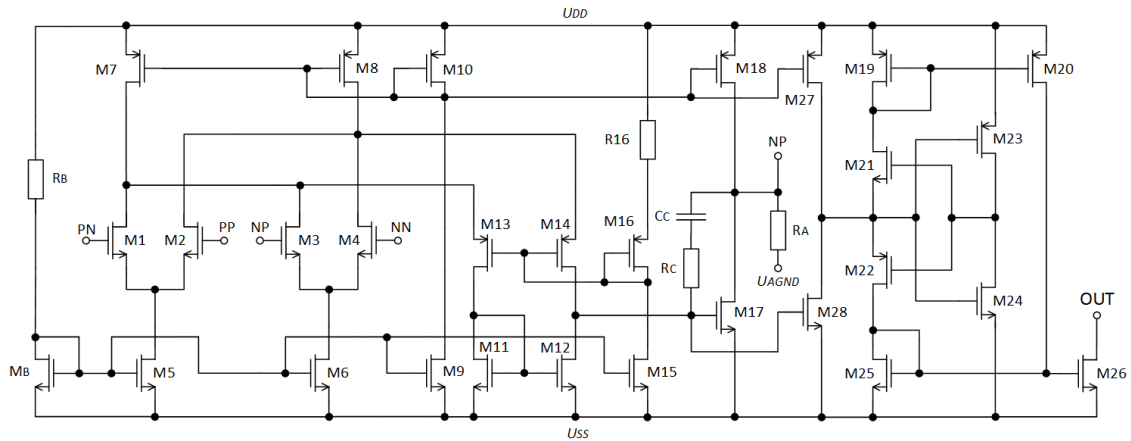


Obrázok 24 Bloková schéma vstupného zosilňovaču s usmerneným výstupom.

Diferenčne diferenčný zosilňovač, zapojený ako sledovač, prevádza vstupné diferenčné napätie  $U_{IN}$  na prúd  $I_{RA}$ , pomocou odporu  $R_A$ , ktorého hodnota nastavuje veľkosť prúdu:

$$I_{RA} = \frac{U_{IN}}{R_A}. \quad (4.1)$$

Štruktúra zosilňovaču je doplnená o druhý výstupný stupeň, tvorený tranzistormi s rovnakými parametrami ako v pôvodnom výstupnom stupni. Hradlá totožných tranzistorov oboch stupňov sú spojené, tak že druhým výstupom tečie rovnako veľký prúd  $I_{RA}$  ako prvým. Ten je následne privedený na vstup usmerňovača, z ktorého výstupu tečie usmernený prúd  $I_{OUT}$ . Zapojenie na tranzistorovej úrovni je zobrazené na Obrázku 25.



Obrázok 25 Zapojenie vstupného zosilňovaču s usmerneným výstupom na tranzistorovej úrovni.

Hodnota odporu  $R_A$  je zvolená  $100 \text{ k}\Omega$ . Transkonduktancia  $g_{m_A}$  akou je prevádzané vstupné napätie na výstupný prúd zosilňovaču je tak:

$$g_{m_A} = \frac{1}{R_A} = 10 \text{ }\mu\text{S}. \quad (4.2)$$

Pomer rozmerov výstupného tranzistoru dvojcestného usmerňovaču M26,  $W = 77 \text{ }\mu\text{m}$  ku  $L = 4 \text{ }\mu\text{m}$ , je navrhnutý desaťnásobne väčší v porovnaní s tranzistorom M25, tak že výstupom usmerňovaču tečie desaťnásobne vyšší prúd ako vstupom. Vďaka tomu je čiastočne znížená prúdová spotreba usmerňovaču a súčasne zvýšená transkonduktancia celého obvodu  $g_{m_o}$ , násobkom zrkadliaceho pomeru:

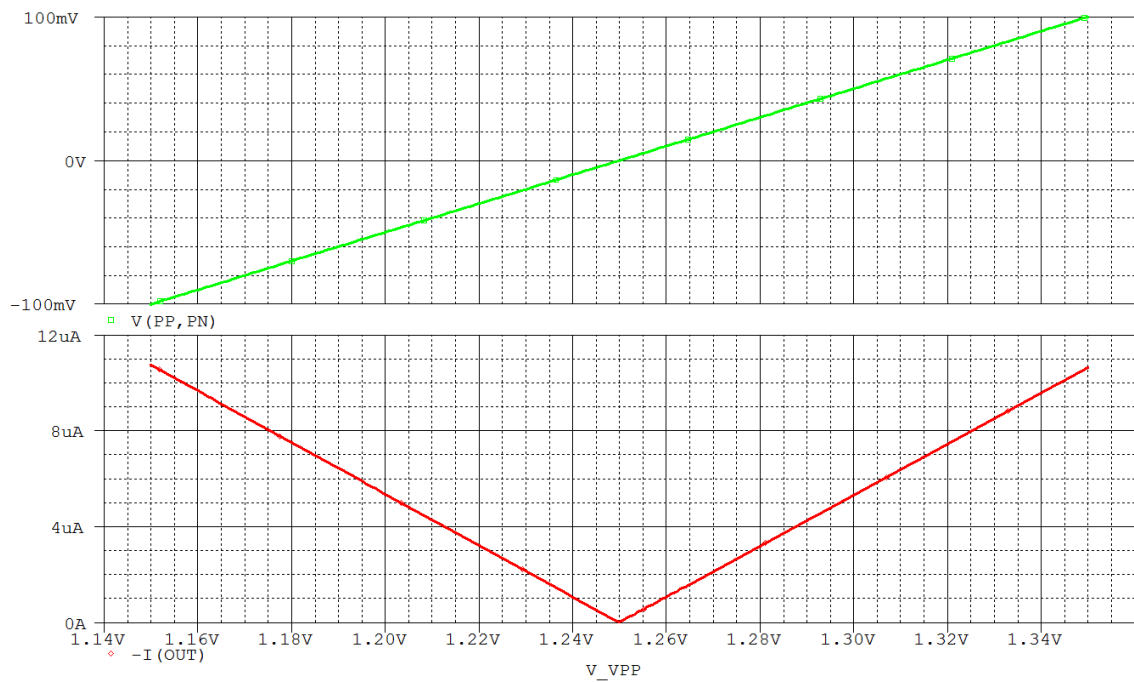
$$g_{m_o} = 10 \cdot g_{m_A} = 100 \text{ }\mu\text{S}. \quad (4.3)$$

Vstupnému diferenčnému rozsahu  $U_{IN} = \pm 100 \text{ mV}$  tak odpovedá výstupný prúd  $I_{OUT} = \pm 10 \text{ }\mu\text{A}$ .

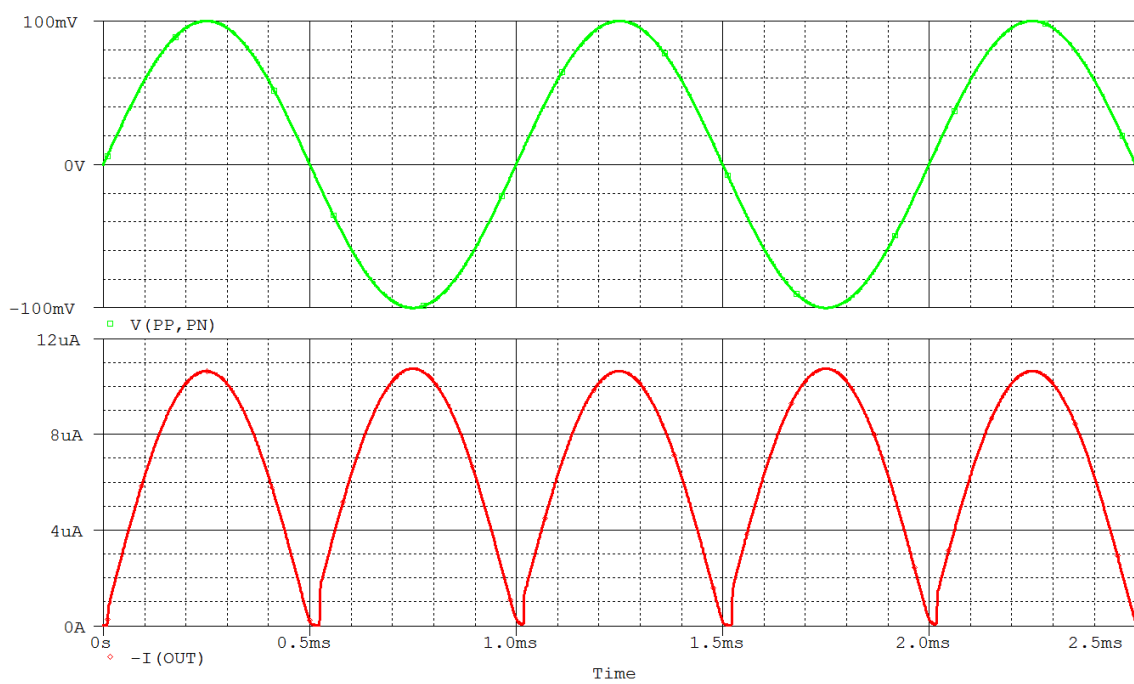
Funkcia zapojenia bola odsimulovaná DC simuláciou, ktorej výsledok je na Obrázku 26. Zelený priebeh znázorňuje vstupné diferenčné napätie  $U_{IN}$  a červený výstupný prúd  $I_{OUT}$ . Hodnota výstupného prúdu sa v krajných hodnotách vstupného rozsahu  $\pm 100 \text{ mV}$  odchyľuje od predpokladanej hodnoty  $10 \text{ }\mu\text{A}$  o približne 7%.

Výsledok časovej simulácie, pri ktorej bol na vstup obvodu privedený harmonický signál s amplitúdou  $100 \text{ mV}$  a frekvenciou  $1 \text{ kHz}$ , je zobrazený na Obrázku 27.

Simuláciou pracovného bodu bola stanovená hodnota prúdovej spotreby obvodu v rovnovážnom stave  $120 \text{ }\mu\text{A}$ .



Obrázok 26 Výsledok DC simulácie vstupného zosilňovaču s usmerneným výstupom.



Obrázok 27 Výsledok časovej simulácie vstupného zosilňovaču s usmerneným výstupom.

## Záver

Táto diplomová práca sa zaoberá návrhom zapojení jednocestných a dvojcestných usmerňovačov a prístrojového zosilňovaču, vhodných pre spracovanie signálov biomedicínskych senzorov.

V teoretickej časti boli uvedené základné typy usmerňovačov a bola opísaná ich funkcia. Zároveň v nej boli zhrnuté skutočnosti, pre ktoré nastávajú komplikácie s ich použitím v aplikáciách, vyžadujúcich vysokú presnosť usmernenia signálu. V teoretickej časti sa taktiež nachádza popis štruktúr, princípov funkcií a parametrov niektorých diferenčných zosilňovačov s nastaviteľnou hodnotou diferenčného zosilnenia. Zosilňovače sú v závere kapitoly vzájomne porovnané na základe ich vlastností.

V praktickej časti práce bol vykonaný rozbor obvodových riešení signálových usmerňovačov a prístrojových zosilňovačov na tranzistorovej úrovni. Bolo navrhnuté zapojenie diferenčne riadeného usmerňovaču, jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou a výstupom v dvoch fázach a dvojcestného usmerňovaču s vysokou presnosťou. Následne bol navrhnutý obvod diferenčne diferenčného zosilňovaču, využívajúci topológiu zloženej kaskódy aktívnej záťaže diferenčného stupňa, pre zvýšenie vrchnej hranice jeho vstupného napätového rozsahu. Obvody boli navrhnuté v technológii I3T25 a pomocou simulácií bola overená ich funkcia a stanovené ich vlastnosti a parametre. Veľkosť napájacieho napätia diferenčne diferenčného zosilňovaču bola znížená na 2,5 V, limitovaná minimálnou hodnotou napájacieho napätia usmerňovaču s ktorým mal byť použitý v jednom obvode. Opätovne boli určené parametre zosilňovaču a bol sledovaný vplyv rozptylu výrobného procesu na niektoré z jeho vlastností.

Dvojcestný usmerňovač s vysokou presnosťou bol spolu s diferenčne diferenčným zosilňovačom použitý pre návrh obvodu, prevádzajúceho vstupné diferenčné napätie na výstupný usmerný prúd. Hodnota transkonduktancie celého zapojenia bola 100  $\mu\text{S}$ .



## Použitá literatura

- [1] PAVLIK HADDAD, Sandro Augusto a Wouter A. SERDIJN. *Ultra Low-Power Biomedical Signal Processing: An Analog Wavelet Filter Approach for Pacemakers* [online]. Springer Netherlands, 2009 [cit. 2017-05-15]. ISBN 978-1-4020-9073-8. Dostupné z: <http://www.springer.com/gp/book/9781402090721>
- [2] SATHIYABAMA, G., G. VINUDEVI, R. ABHILASHINI a P. INDHUPRIYA. A Survey on Instrumentation Amplifiers used for Biomedical Application. In: *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering* [online]. 3. 2015, s. 1224-1231 [cit. 2017-05-15]. ISSN 2278-8875. Dostupné z: <https://www.omicsonline.org/scholarly-articles/a-survey-on-instrumentation-amplifiers-usedfor-biomedical-application-53797.html>
- [3] CHANG, Chia-Lin, Chih-Wei CHANG, Hong-Yi HUANG, Chen-Ming HSU, Chia-Hsuan HUANG, Jin-Chern CHIOU a Ching-Hsing LUO. A Power-Efficient Bio-Potential Acquisition Device with DS-MDE Sensors for Long-Term Healthcare Monitoring Applications. In: *Sensors* [online]. 2010, 10(5), s. 4777-4793 [cit. 2017-05-15]. DOI: 10.3390/s100504777. ISSN 1424-8220. Dostupné z: <http://www.mdpi.com/1424-8220/10/5/4777/>
- [4] ŽÁK, J. *Návrh a optimalizace senzorických systémů využívajících malovýkonových napájecích generátorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2015. 133 s. Vedoucí disertační práce Doc. Ing. Jaromír Hubálek, Ph.D.
- [5] Xiaoping Liu. Dr. Xiaoping Liu, Ph.D., P. Eng.. Lakehead University. [online]. © 2016 [cit. 2016-12-09]. Dostupné z: <http://www.xpliu.lakeheadu.ca/PDFs/Teaching/Power-Electronics.pdf>
- [6] A Designer's Guide to Instrumentation Amplifiers, 3RD Edition, 2006. Analog Devices. [online]. © 1995 – 2016 [cit. 2016-12-09]. Dostupné z: <http://www.analog.com/en/education/education-library/dh-designers-guide-to-instrumentation-amps.html>
- [7] IEEE Transactions on Circuits and Systems II Analog and Digital Signal Processing. : Institute of Electrical and Electronics Engineers; IEEE Circuits and Systems Society, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2001. ISSN 1057-7130.
- [8] Detail předmětu – Analogové integrované obvody (170703) – VUT v Brně. Vysoké učení technické v Brně. [online]. © 2016 [cit. 2016-12-09]. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studium/ects-katalog/detail-redmetu?apid=171006&oid=11098>

# Zoznam obrázkov

Obrázok 1 Bloková schéma vstupného reťazcu obvodov pre spracovanie biomedicínskych signálov [3].	8
Obrázok 2 Bloková štruktúra Charge-Push Through topológie [4].	9
Obrázok 3 Jednocestný diódový usmerňovač (vľavo) a tranzistorový usmerňovač (vpravo) [5].	10
Obrázok 4 Časové priebehy napätí a prúdov jednocestného diódového usmerňovaču [5].	11
Obrázok 5 Dvojcestný diódový usmerňovač (vľavo) a tranzistorový usmerňovač (vpravo) [5].	12
Obrázok 6 Časové priebehy dvojcestného diódového usmerňovaču [5].	12
Obrázok 7 Prístrojový zosilňovač vytvorený z troch operačných zosilňovačov [6].	15
Obrázok 8 Schematická značka DDA [7].	16
Obrázok 9 Obvod DDA [7].	16
Obrázok 10 Obvod diferenciálneho kvartetu [8].	19
Obrázok 11 Schéma zapojenia diferenčne riadeného usmerňovaču.	22
Obrázok 12 Výsledok DC simulácie diferenčne riadeného usmerňovaču.	23
Obrázok 13 Výsledok časovej simulácie diferenčne riadeného usmerňovaču.	23
Obrázok 14 Schéma zapojenia jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou a výstupom v dvoch fázach.	24
Obrázok 15 Výsledok DC simulácie jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou.	25
Obrázok 16 Výsledok časovej simulácie jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou.	26
Obrázok 17 Schéma zapojenia dvojcestného usmerňovaču s vysokou presnosťou.	27
Obrázok 18 Výsledok DC simulácie dvojcestného usmerňovaču s vysokou presnosťou.	28
Obrázok 19 Výsledok časovej simulácie dvojcestného usmerňovača s vysokou presnosťou.	28
Obrázok 20 Navrhnutý obvod diferenčne diferenčného zosilňovaču.	30
Obrázok 21 Výsledok DC simulácie diferenčného napäťového sledovača.	32
Obrázok 22 Výsledok AC analýzy diferenčne diferenčného zosilňovaču.	32
Obrázok 23 Výsledok časovej simulácie neinvertujúceho diferenčného zosilňovaču.	33
Obrázok 24 Bloková schéma vstupného zosilňovaču s usmerneným výstupom.	37
Obrázok 25 Zapojenie vstupného zosilňovaču s usmerneným výstupom na tranzistorovej úrovni.	38
Obrázok 26 Výsledok DC simulácie vstupného zosilňovaču s usmerneným výstupom.	39
Obrázok 27 Výsledok časovej simulácie vstupného zosilňovaču s usmerneným výstupom.	39

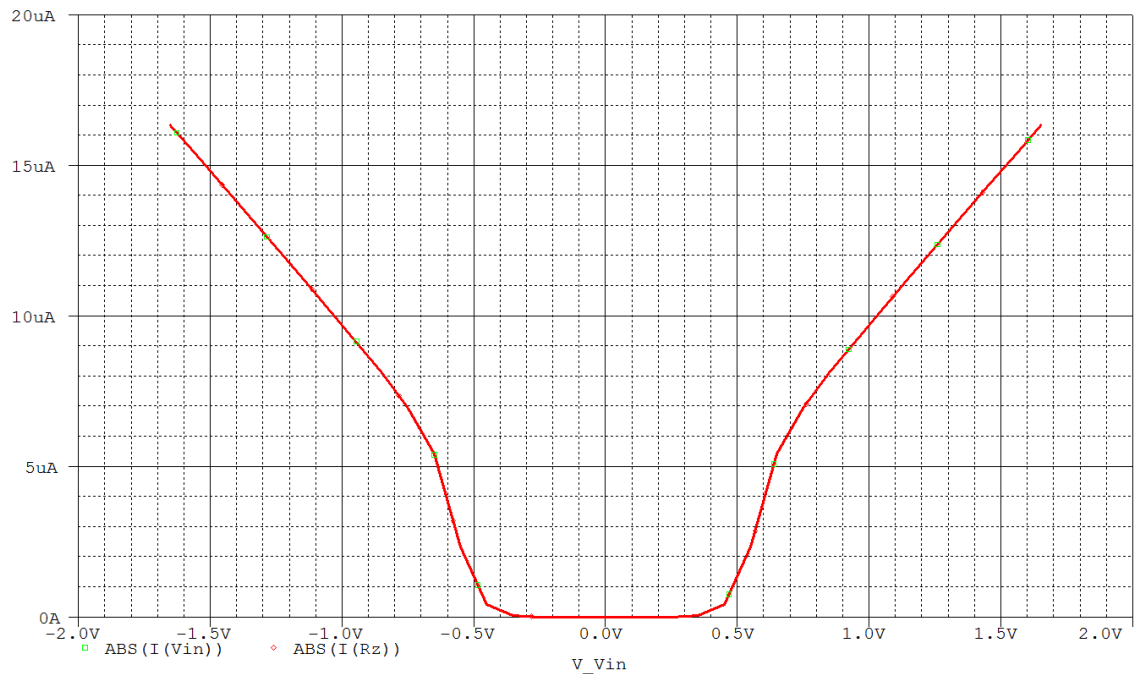
## Zoznam tabuliek

Tabulka 1: Základné parametre technológie I3T25. ....	21
Tabulka 2: Rozmery tranzistorov diferenčne riadeného usmerňovaču. ....	22
Tabulka 3: Rozmery tranzistorov jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou. ....	25
Tabulka 4: Rozmery tranzistorov dvojcestného usmerňovaču s vysokou presnosťou. ....	27
Tabulka 5: Rozmery tranzistorov diferenčne diferenčného zosilňovaču. ....	31
Tabulka 6: Parametre navrhnutého diferenčne diferenčného zosilňovaču s 3,3 V napájacím napätím. ....	34
Tabulka 7: Parametre diferenčne diferenčného zosilňovaču s pôvodným a zníženým napájacím napätím. ....	36

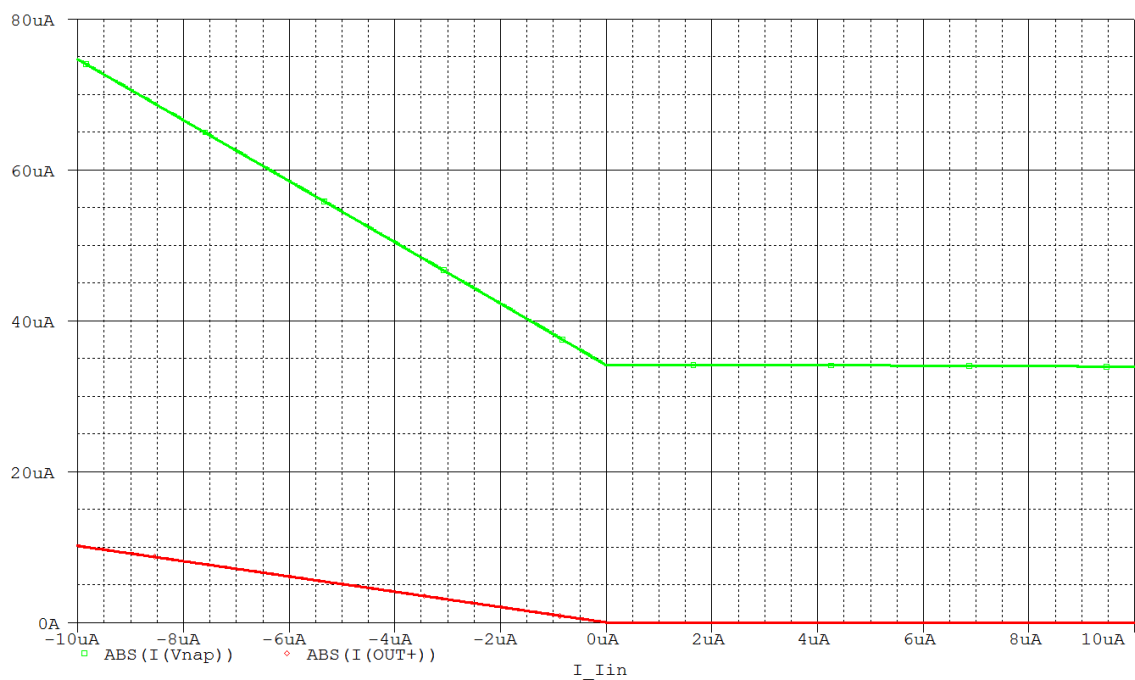
## **Zoznam príloh**

<b>P1</b>	<b>Výsledky simulácie prúdovej spotreby usmerňovačov</b>	<b>45</b>
<b>P2</b>	<b>Doplňujúce simulácie diferenčne diferenčného zosilňovaču s 3,3 V napájaním</b>	<b>47</b>
<b>P3</b>	<b>Doplňujúce simulácie diferenčne diferenčného zosilňovaču s 2,5 V napájaním</b>	<b>48</b>

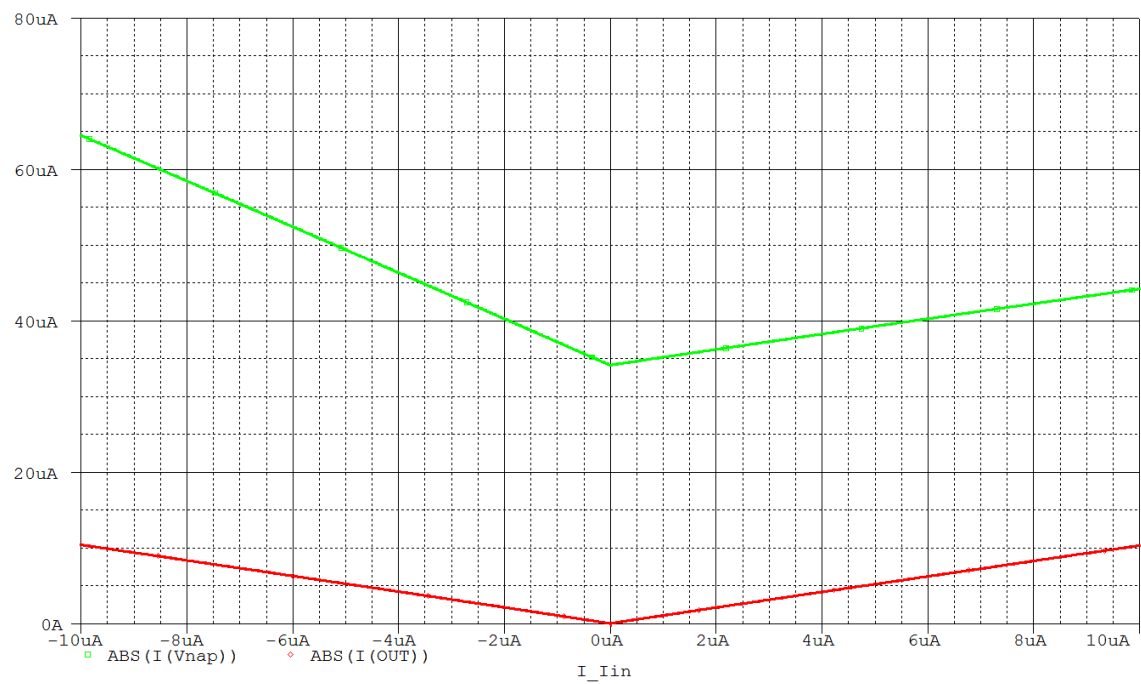
## P1 Výsledky simulácie prúdovej spotreby usmerňovačov



Obrázok P1.1 Absolútna hodnota vstupného prúdu (zelený priebeh) a výstupného prúdu (červený priebeh) diferencie riadeného usmerňovaču v závislosti na vstupnom napätí.

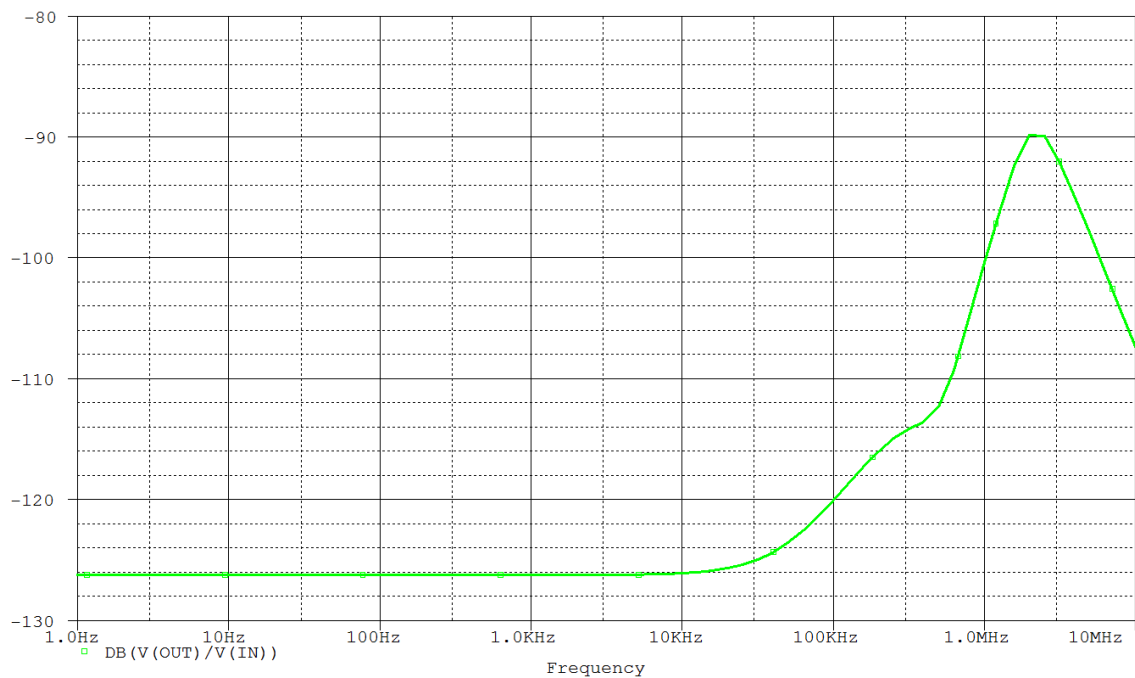


Obrázok P1.2 Absolútna hodnota prúdu napäťového zdroja (zelený priebeh) a výstupu (červený priebeh) jednocestného usmerňovaču s vysokou presnosťou v závislosti na vstupnom prúde.

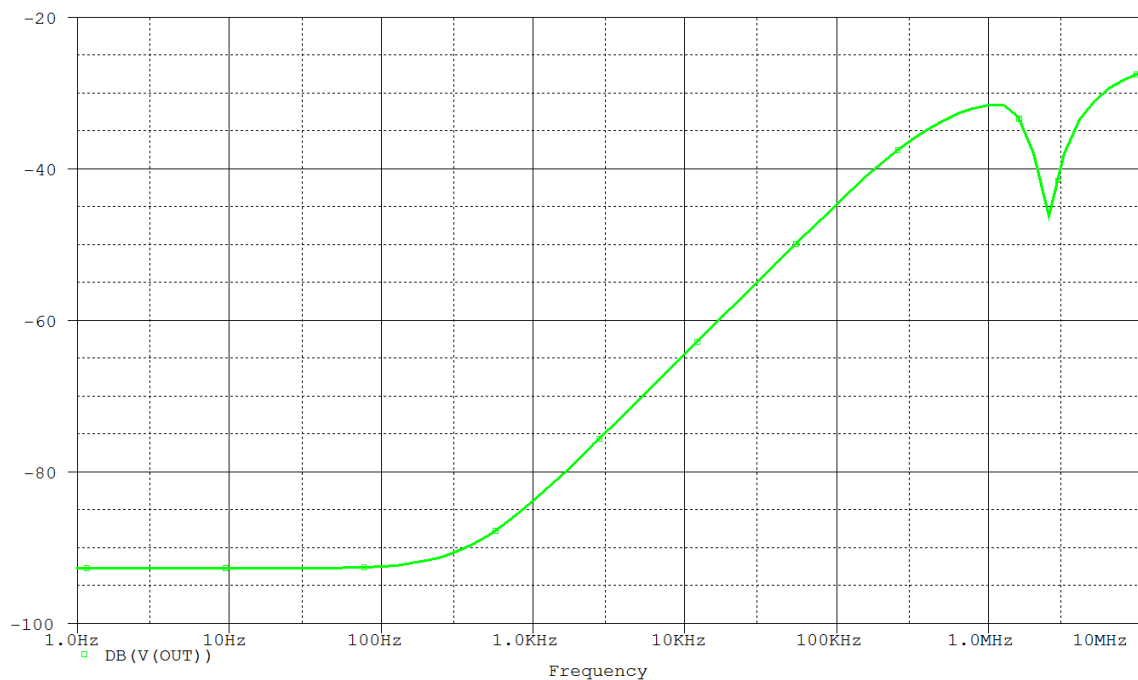


Obrázok P1.3 Absolútna hodnota prúdu napät'ového zdroja (zelený priebeh) a výstupu (červený priebeh) dvojcestného usmerňovaču s vysokou presnosťou v závislosti na vstupnom prúde.

## P2 Dopĺňujúce simulácie diferenčne diferenčného zosilňovaču s 3,3 V napájaním

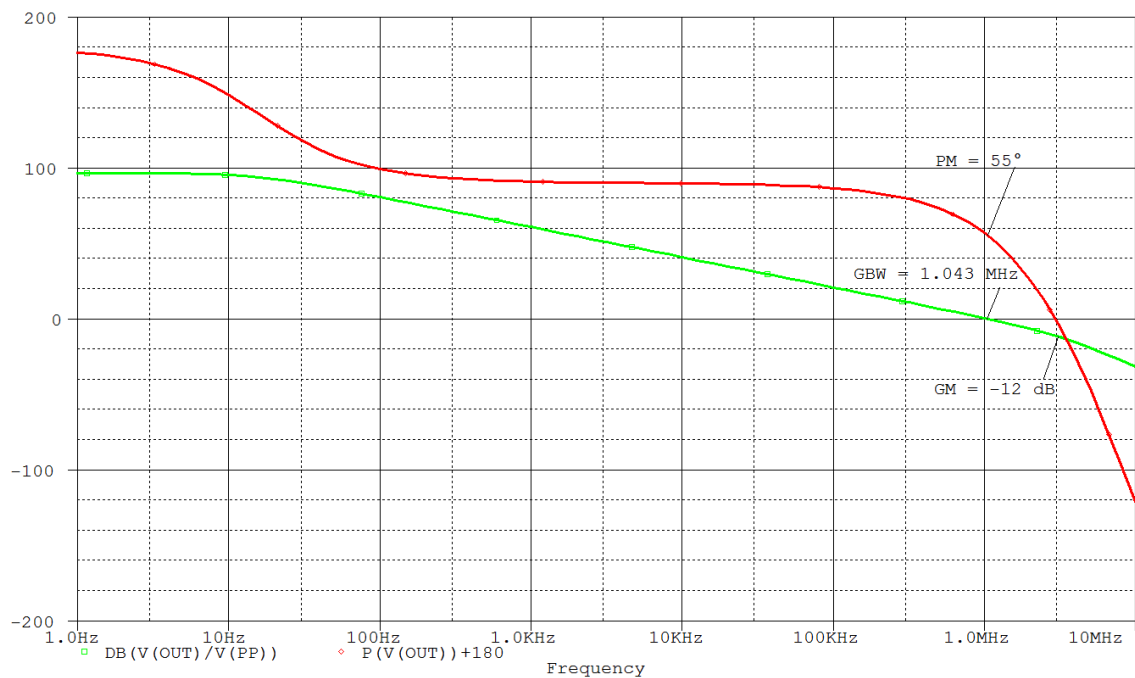


Obrázok P2.1 Výsledok simulácie potlačenia súhlasnej zložky vstupného napätia diferenčne diferenčného zosilňovaču s 3,3 V napájaním.

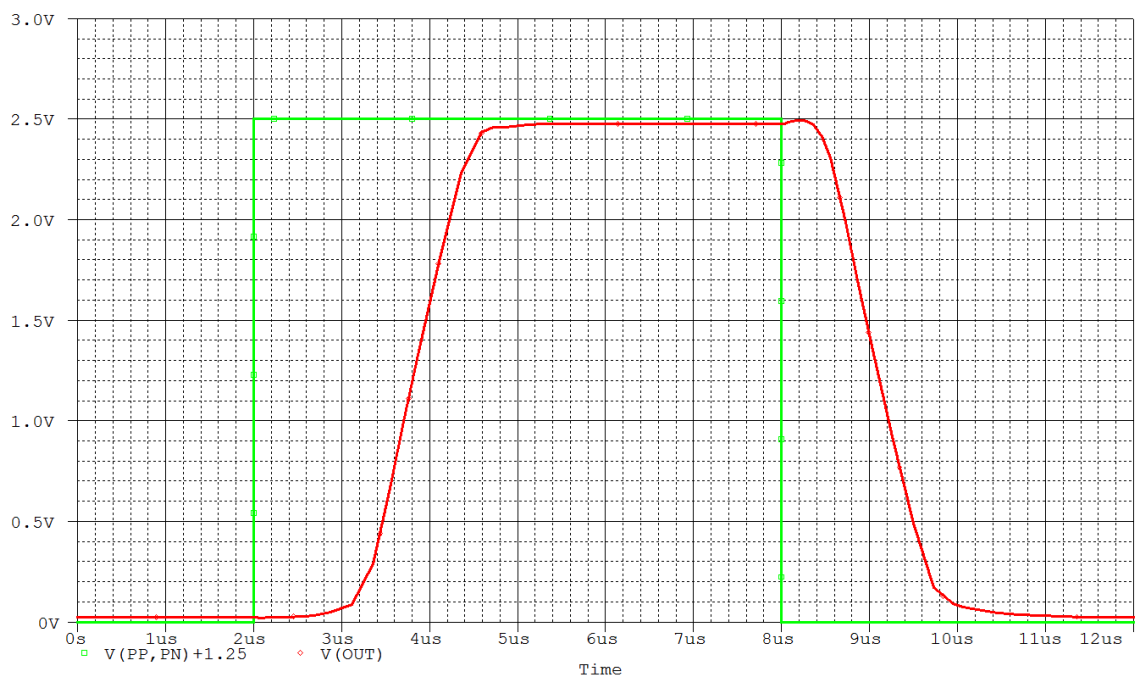


Obrázok P2.2 Výsledok simulácie potlačenia zmeny napájacieho napätia diferenčne diferenčného zosilňovaču s 3,3 V napájaním.

### P3 Dopĺňujúce simulácie diferenčne diferenčného zosilňovaču s 2,5 V napájaním

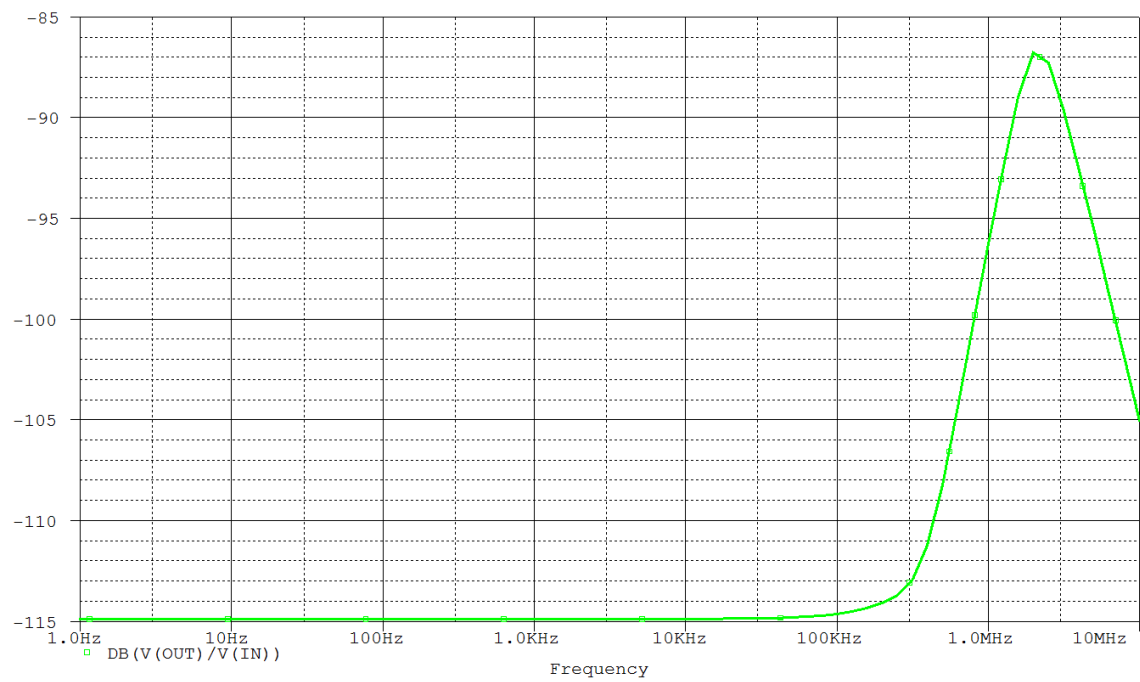


Obrázok P3.1 Výsledok frekvenčnej simulácie diferenčne diferenčného zosilňovaču s 2,5 V napájaním (zelený priebeh znázorňuje zosilnenie a červený fázu).

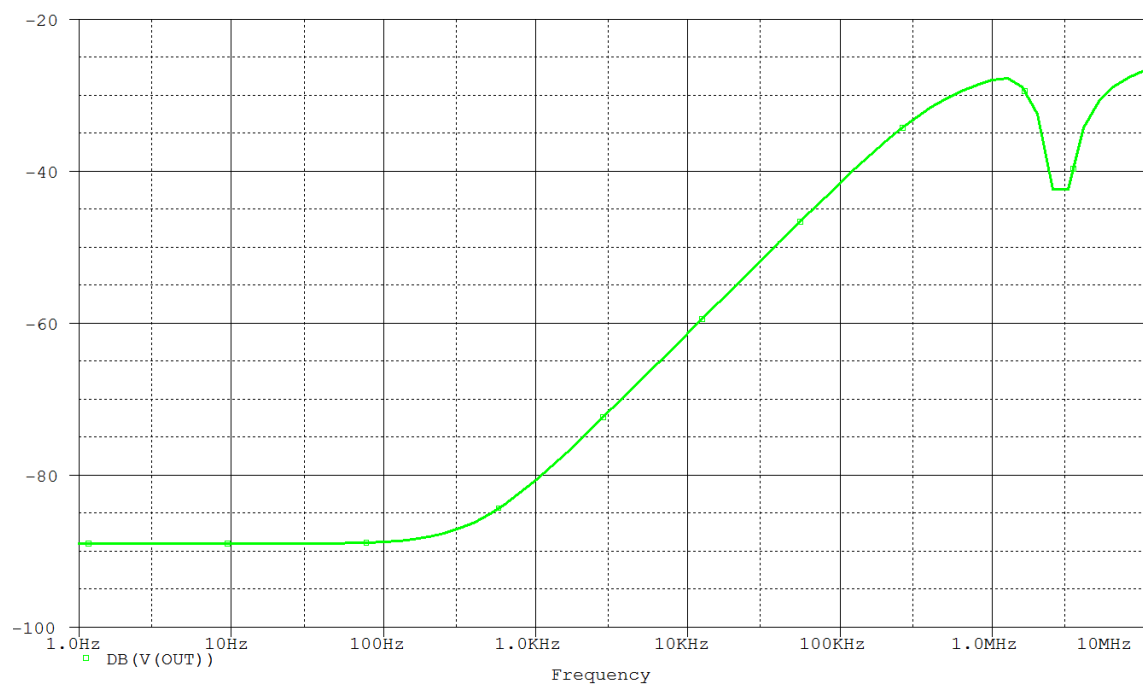


Obrázok P3.2 Výsledok simulácie časovej odozvy diferenčne diferenčného zosilňovaču zapojeného ako neinvertujúci diferenčný zosilňovač s 2,5 V napájaním (zelený priebeh znázorňuje vstupné a červený výstupné napätie).

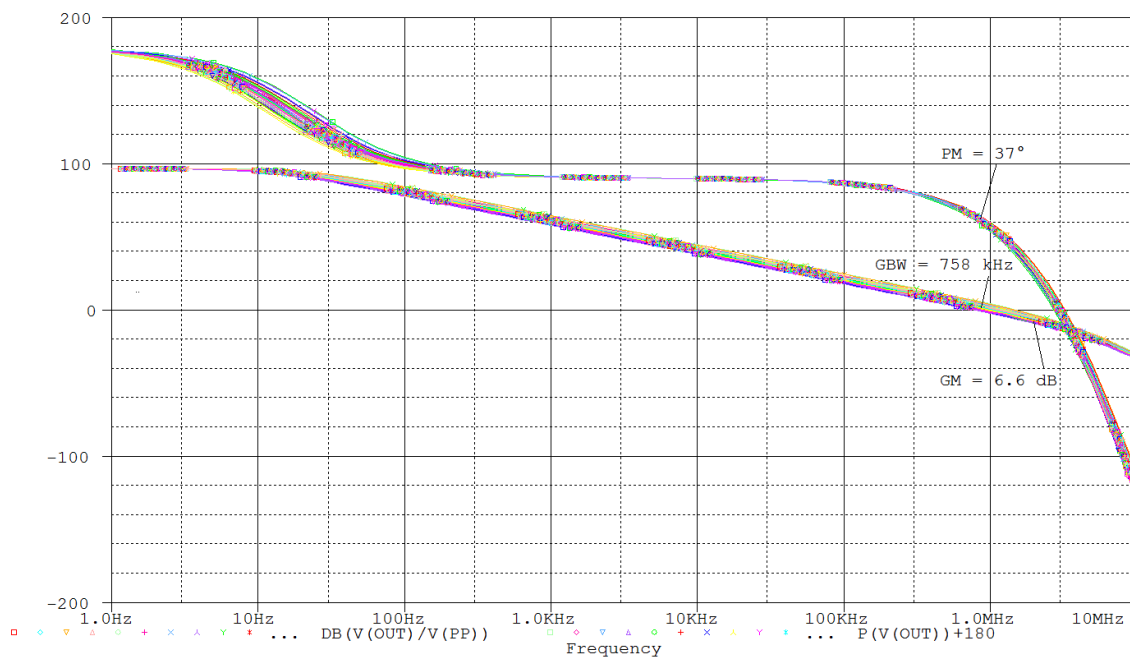




Obrázok P3.3 Výsledok simulácie potlačenia súhlasnej zložky vstupného napätia diferénčne diferénčného zosilňovaču s 2,5 V napájaním.



Obrázok P3.4 Výsledok simulácie potlačenia zmeny napájacieho napätia diferénčne diferénčného zosilňovaču s 2,5 V napájaním.



Obrázok P3.5 Výsledok simulácie vplyvu rozptylu výrobného procesu na kmitočtovú charakteristiku zosilnenia a fázy diferencne diferencného zosilňovaču s 2,5 V napájaním.